

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problems Mailbox.**

THIS PAGE BLANK (USPTO)

(12)特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2001 年 4 月 12 日 (12.04.2001)

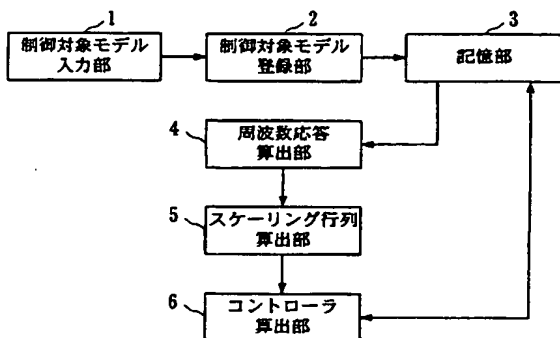
PCT

(10) 国際公開番号
WO 01/25861 A1

- (51) 国際特許分類⁷: G05B 13/02 (74) 代理人: 山川政樹(YAMAKAWA, Masaki); 〒100-0014 東京都千代田区永田町2丁目4番2号 秀和溜池ビル8 階 山川国際特許事務所内 Tokyo (JP).
- (21) 国際出願番号: PCT/JP00/06898
- (22) 国際出願日: 2000 年 10 月 4 日 (04.10.2000) (81) 指定国 (国内): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZW.
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願平11/283978 1999 年 10 月 5 日 (05.10.1999) JP
特願平11/283981 1999 年 10 月 5 日 (05.10.1999) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 株式会社 山武 (YAMATAKE CORPORATION) [JP/JP]; 〒150-8316 東京都渋谷区渋谷二丁目12番19号 Tokyo (JP).
- (84) 指定国 (広域): ARIPO 特許 (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZW), ユーラシア特許 (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ特許 (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OAPI 特許 (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).
- (72) 発明者; および
(75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 北條達也 (HOJO, Tatsuya) [JP/JP]. 黒崎 淳 (KUROSAKI, Atsushi) [JP/JP]; 〒150-8316 東京都渋谷区渋谷二丁目12番19号 株式会社 山武内 Tokyo (JP).
- 添付公開書類:
— 国際調査報告書
- 2 文字コード及び他の略語については、定期発行される各 PCT ガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

(54) Title: DESIGN DEVICE OF CONTROLLER

(54) 発明の名称: コントローラの設計装置



- 1...CONTROL OBJECT INPUT UNIT
2...CONTROL OBJECT MODEL REGISTRATION UNIT
3...MEMORY UNIT
4...FREQUENCY RESPONSE CALCULATION UNIT
5...SCALING MATRIX CALCULATION UNIT
6...CONTROLLER CALCULATION UNIT

(57) Abstract: A design device which designs a controller in accordance with H infinity (H_{∞}) logic, wherein formulae of generalized plants and formulae of control object models which are parts of the generalized plants are stored in the memory unit (3). In a parameter calculating means comprising a frequency response calculation unit (4) and a scaling matrix calculation unit (5), the frequency response calculation unit (4) calculates the frequency responses of the control object models, and the scaling matrix calculation unit (5) calculates a scaling matrix (T) in accordance with the frequency responses of the control object models so that the respective gains of the control object models are consistent. A controller calculation unit (6) calculates the parameters of a controller by applying the scaling matrix (T) to the generalized plants.

[続葉有]



(57) 要約:

Hインフィニティ ($H\infty$) 制御理論に基づいてコントローラの設計を行う設計装置において、記憶部 3 は、一般化プラントの数式とこの一般化プラントの一部である制御対象モデルの数式とを記憶している。周波数応答算出部 4 とスケーリング行列算出部 5 とからなるパラメータ算出手段において、周波数応答算出部 4 は、制御対象モデルの周波数応答を算出し、スケーリング行列算出部 5 は、スケーリング行列 T を、制御対象モデルの周波数応答に基づき制御対象モデルの各ゲインが揃うように算出する。コントローラ算出部 6 は、一般化プラントにスケーリング行列 T を適用して、コントローラのパラメータを算出する。

明 細 書

コントローラの設計装置

1. 技術分野

本発明は、多変数コントローラの設計を H_∞ インフィニティ (H_∞) 制御理論に基づいて行う設計装置に関するものである。

2. 背景技術

近年、フィードバック制御の分野では、実際の制御対象と制御対象の数値モデルとの誤差を考慮した制御設計を可能にする H_∞ 制御理論を利用することが多くなっている。従来の制御理論では、制御系を設計するとき、伝達関数や状態方程式で表される制御対象のモデルを求め、そのモデルを安定化するように制御系を設計する。このとき、実際の制御対象とモデルとの誤差が十分に小さい場合には、モデルを安定化するように設計されたコントローラが実際の制御対象をも安定化することができる。しかし、何らかの理由でモデルと実際の制御対象との誤差が大きい場合には、コントローラが実際の制御対象を安定化できない場合がある。

H_∞ 制御理論では、実際の制御対象と設計に用いる数値モデルとの間に誤差があっても、その誤差に関する情報が得られる場合、その誤差を考慮に入れて、実際の制御対象を安定化するコントローラを設計することが可能になる。また、 H_∞ 制御理論は、従来の制御理論と比較して、制御系を設計する際に制御仕様が直感的に与えやすいと言われている。例えば、従来の制御理論を用いて制御系を設計する場合では、その設計仕様は閉ループ系の極であったり、評価関数の重み行列であった。しかし、これらの値の物理的な意味は不明確であり、その設定には多くの試行錯誤が必要であった。

これに対して、 H_∞ 制御理論では、制御対象とコントローラとからなる閉ループ系の周波数応答で制御仕様を指定することができる。 H_∞ 制御理論は、このような利点を持っているにもかかわらず、理論的に難解であり、実際の制御系を構築するには相当な知識を必要とすること、プロセス制御など周波数応答で考えに

くい対象に対しては制御仕様を与えにくい等の理由であまり実用化されていなかったのが現状である。

3. 発明の開示

[発明が解決しようとする課題]

多変数制御系の設計の際に用いられる制御対象モデルでは、各操作量から制御量に至る誤差成分の大きさがまちまちとなる。このように各操作量に対するモデルの誤差成分がまちまちであるのに対し、 H_∞ 制御理論では、誤差のゲインが大きい成分を基準にコントローラを設計するため、誤差のゲインが小さい成分については応答が非常に保守的、すなわち過剰に安定的なものになりがちである。また、制御量間の干渉を避けるために制御量毎の制御の重みを調整する必要がある場合がある。そこで、制御対象モデルの誤差の大きさを揃え、かつ制御量に対する制御の重み付けを行うために、スケーリング行列 T と呼ばれる操作量重みを導入することが提案されている。しかしながら、従来の設計手法では、スケーリング行列 T を決定する一般的な手法が確立されておらず、スケーリング行列 T を適切に選ぶことが難しいという問題点があった。また、スケーリング行列 T の決定が困難であったため、多変数コントローラの設計に H_∞ 制御理論を利用しにくいという問題点があった。

また、 H_∞ 制御理論では、閉ループ系の設定値追従特性を決定するために感度重み W_s と呼ばれる周波数重みを決める必要がある。しかしながら、 H_∞ 制御理論は周波数領域での設計法であるため、機械系の制御では設計がやり易いが、プロセス制御などのように周波数領域では考えにくい制御系の設計には利用しにくく、感度重み W_s を適切に選ぶことが難しいという問題点があった。また、周波数領域で制御仕様を与えることが難しく、感度重み W_s の決定が困難であったため、プロセス制御の分野で使用されるコントローラの設計に H_∞ 制御理論を利用しにくいという問題点があった。

以上のように、従来はコントローラの設計に H_∞ 制御理論を利用しにくいという問題点があった。

本発明は、上記課題を解決するためになされたもので、 H_∞ 制御理論に基づくコントローラの設計を容易に実現することができる設計装置を提供することを目

的とする。

[課題を解決するための手段]

本発明のコントローラの設計装置は、一般化プラントを記憶する記憶手段と、制御対象モデルの応答特性、又は制御対象モデルとコントローラとからなる閉ループ系の応答特性に基づいて一般化プラントの構成要素のパラメータを算出するパラメータ算出手段と、記憶手段に記憶された一般化プラントにパラメータを適用して、コントローラを導出するコントローラ算出手段とを備えるものである。

また、本発明のコントローラの設計装置の1構成例において、一般化プラントは、制御対象モデルと、この制御対象モデルの前段に設けられた、制御対象モデルへの操作量入力を調整するための操作量重み調整手段とを有し、パラメータ算出手段は、制御対象モデルの周波数応答を算出する周波数応答算出手段と、操作量重み調整手段による操作量の重み付けを決定するスケーリング行列 T を、制御対象モデルの周波数応答に基づき制御対象モデルの各ゲインが揃うように算出するスケーリング行列算出手段とを有し、コントローラ算出手段は、記憶手段に記憶された一般化プラントの操作量重み調整手段にスケーリング行列 T を適用して、コントローラを導出するものである。

また、本発明のコントローラの設計装置の1構成例において、一般化プラントは、操作量に対する第1の制御対象モデルと、外乱に対する第2の制御対象モデルと、第1の制御対象モデルの前段に設けられた、第1の制御対象モデルへの操作量入力を調整するための操作量重み調整手段とを有し、パラメータ算出手段は、第1の制御対象モデルと第2の制御対象モデルの周波数応答を算出する周波数応答算出手段と、操作量重み調整手段による操作量の重み付けを決定するスケーリング行列 T を、第1、第2の制御対象モデルの周波数応答に基づき第2の制御対象モデルの各ゲイン中の最大値に第1の制御対象モデルの各ゲインが揃うように算出するスケーリング行列算出手段とを有し、コントローラ算出手段は、記憶手段に記憶された一般化プラントの操作量重み調整手段にスケーリング行列 T を適用して、コントローラを導出するものである。

また、本発明のコントローラの設計装置の1構成例において、記憶手段に記憶された一般化プラントは、操作量重み調整手段と操作量に対する制御対象モデル

とコントローラとからなる閉ループ系の内部に制御量を調整するための制御量重み調整手段を有し、設計装置は、制御量重み調整手段による制御量の重み付けを決定する重み行列 S を設定する設定手段を備えるものである。

また、本発明のコントローラの設計装置の 1 構成例において、記憶手段に記憶された一般化プラントは、操作量重み調整手段と操作量に対する制御対象モデルとコントローラとからなる閉ループ系の設定値追従特性を決定するための周波数感度重み調整手段の前段または後段に、制御量を調整するための制御量重み調整手段を有し、設計装置は、制御量重み調整手段による制御量の重み付けを決定する重み行列 S を設定する設定手段を備えるものである。

また、本発明のコントローラの設計装置の 1 構成例において、パラメータ算出手段は、閉ループ系の過渡応答特性を設定する設定手段と、閉ループ系の過渡応答特性に基づいて、閉ループ系の設定値追従特性を決定するための周波数感度重みを算出する周波数感度重み算出手段とを有し、コントローラ算出手段は、記憶手段に記憶された一般化プラントに周波数感度重みを適用して、コントローラを導出するものである。

また、本発明のコントローラの設計装置の 1 構成例において、周波数感度重み算出手段は、閉ループ系の過渡応答特性と、閉ループ系の設定値から偏差に至る伝達関数に周波数感度重みを掛けた伝達関数の H_∞ ノルムが 1 未満であるという設計指標とに基づいて、周波数感度重みを算出するものである。

また、本発明のコントローラの設計装置の 1 構成例において、設定手段は、閉ループ系の過渡応答特性を 1 次遅れ特性で近似するものである。

また、本発明のコントローラの設計装置の 1 構成例において、設定手段は、閉ループ系の過渡応答特性を 2 次系の特性で近似するものである。

4. 図面の簡単な説明

図 1 は、本発明の第 1 実施例となるコントローラの設計装置の構成を示すブロック図である。

図 2 は、実際の制御対象を数式化したモデルの構成を示すブロック図である。

図 3 は、従来の一般化プラントの構成を示すブロック図である。

図 4 は、本発明の設計装置で用いる一般化プラントの構成を示すブロック図で

ある。

図 5 は、図 4 の一般化プラントにコントローラを加えたロバスト制御系の構成を示すブロック図である。

図 6 は、本発明の第 1 実施例の設計装置を用いて設計したコントローラを含む実際のコントローラの構成を示すブロック図である。

図 7 は、制御対象の数値モデルの加法的誤差を示す図である。

図 8 は、感度重みの決定に際して用いる閉ループ系の構成を示すブロック図である。

図 9 は、本発明の第 1 実施例におけるスケーリング行列の働きを説明するための図である。

図 10 は、本発明の第 2 実施例におけるスケーリング行列の働きを説明するための図である。

図 11 は、本発明の第 3 実施例となるコントローラの設計装置の構成を示すブロック図である。

図 12 は、本発明の第 3 実施例における一般化プラントの構成を示すブロック図である。

図 13 は、本発明の第 3 実施例の設計装置を用いて設計したコントローラを含む実際のコントローラの構成を示すブロック図である。

図 14 は、本発明の第 4 実施例における一般化プラントの構成を示すブロック図である。

図 15 は、本発明の第 5 実施例となるコントローラの設計装置の構成を示すブロック図である。

図 16 は、実際の制御対象を数式化したモデルの構成を示すブロック図である。

図 17 は、従来的一般化プラントの構成を示すブロック図である。

図 18 は、本発明の設計装置で用いる一般化プラントの構成を示すブロック図である。

図 19 は、図 18 の一般化プラントにコントローラを加えたロバスト制御系の構成を示すブロック図である。

図 20 は、本発明の設計装置を用いて設計したコントローラを含む実際のコントローラの構成を示すブロック図である。

図 21 は、制御対象の数値モデルの加法的誤差を示す図である。

図 22 は、感度重みの決定に際して用いる閉ループ系の構成を示すブロック図である。

図 23 は、閉ループ系を 2 次系で近似したときの時間応答特性を示す図である。

5. 発明を実施するための最良の形態

[第 1 実施例]

次に、本発明の実施例について図面を参照して詳細に説明する。図 1 は、本発明の第 1 実施例となるコントローラの設計装置の構成を示すブロック図である。

図 1 の設計装置は、制御対象モデルのパラメータを入力するための制御対象モデル入力部 1 と、モデルパラメータを後述する記憶部に登録する制御対象モデル登録部 2 と、一般化プラントの数式とこの一般化プラントの一部である制御対象モデルの数式とを記憶する記憶部 3 と、制御対象モデルの周波数応答を算出する周波数応答算出部 4 と、制御対象モデルの誤差の大きさを揃えるためのスケーリング行列 T を、制御対象モデルの各ゲイン中の最大値に前記各ゲインが揃うように算出するスケーリング行列算出部 5 と、記憶部 3 に記憶された一般化プラントにスケーリング行列 T を適用して、コントローラのパラメータを導出するコントローラ算出部 6 とを有している。

H_∞ 制御理論に基づくコントローラ設計用アルゴリズムは、制御対象を用いて表現された一般化プラントに基づいて設計される。したがって、最初に一般化プラントについて説明する。図 2 は実際の制御対象を数式化したモデルの構成を示すブロック図である。図 2 に示す制御対象の数値モデルは、操作量 u に対する第 1 の制御対象モデル 11 と、外乱 w に対する第 2 の制御対象モデル 12 とからなる。 P_u はモデル 11 の伝達関数、 P_w はモデル 12 の伝達関数である。モデル 11、12 は、実際の制御対象に対するステップ応答テストより得られたデータを用いてモデル同定を行った結果得られたものである。制御対象の出力である制御量 y は、モデル 11、12 の出力を足し合わせたものとなる。

このような制御対象の数値モデルを含む従来の一般化プラントの構成を図 3 に示す。一般化プラントとは、図 3 に示すように、設定値追従特性を決定するために用いられる感度重み W_s と呼ばれる周波数重みと、ロバスト安定性を決定するために用いられる相補感度重み W_c と呼ばれる周波数重みとを設けて、制御対象の入力（操作量） u 、入力（外乱） w 、出力（制御量） y 以外に設定値 r 、出力 z_1 、 z_2 を導入して、設定値追従特性とロバスト安定性の両者を実現するためのものである。偏差 $e (= y - r)$ は、観測量、すなわちコントローラ（不図示）に対する入力となる。13 は感度重み W_s を表すブロック（周波数感度重み調整手段）であり、 z_1 は設定値追従特性の評価を行うための出力である。また、14 は相補感度重み W_c を表すブロックであり、 z_2 はロバスト安定性の評価を行うための出力である。

従来は、図 3 に示した一般化プラントにおいて、制御対象の数値モデルを基にモデルの不確かさを見積もって相補感度重み W_c を決め、設定値 r への追従性を考慮して周波数特性を直接指定して感度重み W_s を決めて、 r イテレーションによりコントローラのパラメータを決定していた。しかしながら、図 3 の一般化プラントを用いると、各操作量のプラント出力に対するゲインの差により、ゲインが大きいものを基準にコントローラを設計することになるため、得られるコントローラは非常に保守的、すなわち過剰に安定的なものになりがちである。また、設定値追従特性と外乱応答特性は、通常、相反するものであるため、設計時にそれらを同じ重みを持って設計するよりは、目的に応じて重み付けできる方が好ましい。さらに、図 3 の一般化プラントでは、積分要素を含んでいない場合、定常偏差が生じる。感度重み W_s に積分特性を持たせることによってコントローラに積分特性を持たせることができるが、一般化プラントが可安定でなくなるため、標準の H_∞ 問題に帰着することができなくなる。

このため、本実施例では、図 4 に示すような一般化プラントを考える。図 4 において、 M は外乱 w による制御量 y への影響を調整するためのスケーリング行列、 T は制御対象モデルの誤差の大きさを揃えるためのスケーリング行列、 $\alpha^{-1}I$ は定常偏差をなくすための積分特性をコントローラに持たせるための重みである。ここで、 $\alpha(s) = s / (s + a)$ と定義される。なお、 s はラプラス演算子

であり、 $a (> 0)$ は任意の実数である。15 はスケーリング行列 M を表すブロック、16 はスケーリング行列 T を表すブロック（操作量重み調整手段）、17 は重み $\alpha^{-1}I$ を表すブロックである。偏差 e_2 は、偏差 e に重み $\alpha^{-1}I$ を掛けたもので、コントローラに対する入力となる。以上のような一般化プラントにコントローラ K を加えたロバスト制御系の構成を図5に示す。図5において、18 はコントローラ K を表すブロックである。

本実施例のコントローラの設計装置は、設定値 r に対して制御対象の出力である制御量 y が追従し、外乱 w の影響が除去され、かつ制御対象が変動したり制御対象のモデルに誤差があったりしても安定化できるようにコントローラ K のパラメータを決定することを目的としている。 H_∞ 制御問題は、 (r, w) から (z_1, z_2) までの伝達関数の H_∞ ノルム（ゲイン）を小さくする問題として考えることができる。すなわち、設定値追従特性、ロバスト安定性、外乱抑制性のそれぞれについて以下のように考えればよい。

(A) 設定値追従特性：設定値 r から偏差 e に至る伝達関数（より正確には、設定値 r に周波数重み $\alpha^{-1}W_s$ を掛けた、 r から z_1 に至る伝達関数）の H_∞ ノルム（ゲイン）を小さくすれば、偏差 e を小さくすることができ、設定値追従特性を良好にすることができる。なお、 $\alpha^{-1}W_s$ は、追従する帯域を制限する（例えば低域のみ追従するようにする）ための周波数重みとなる。

(B) ロバスト安定性：制御対象の特性変動やモデル化時の誤差により実際の制御対象とそのモデルとの間には誤差が存在する。同定したモデルからの誤差の最大値を $\Delta(s)$ として見積もり、この誤差に対して $|\Delta(j\omega)| < |W_s(j\omega)|$ となる相補感度重み $W_s(s)$ を用いて、設定値 r から z_2 までの H_∞ ノルムが1以下となるようにコントローラ K を設計すれば、ロバスト安定化を達成することができる。

(C) 外乱抑制性：外乱 w から偏差 e に至る伝達関数（より正確には、外乱 w に周波数重み $\alpha^{-1}W_s$ を掛けた、 w から z_1 至る伝達関数）の H_∞ ノルム（ゲイン）を小さくすれば、外乱 w が入ってきても、偏差 e を小さくことができ、外乱抑制性を良好にすることができる。

次に、図4に示す一般化プラントの状態空間表現は次式で与えられるものとす

る。

$$\dot{x}_p = A_p x_p + B_{p1} M w + B_{p2} T u \quad \dots (1)$$

$$y = C_p x_p + D_{p1} M w + D_{p2} T u \quad \dots (2)$$

式(1)、式(2)において、 x_p は状態量、 A_p 、 B_{p1} 、 B_{p2} 、 C_p 、 D_{p1} 、 D_{p2} は制御対象の数値モデル11、12のパラメータである。式(2)より偏差 e は次式のように求めることができる。

$$e = y - r = C_p x_p + D_{p1} M w + D_{p2} T u - r \quad \dots (3)$$

また、図4に示す一般化プラントの構成により、出力 z_1' 、 z_2' は次式のように定義することができる。

$$z_1' = e_2 \quad \dots (4)$$

$$z_2' = u \quad \dots (5)$$

コントローラ K に積分特性を持たせるための周波数重みは、式(3)を用いて次式のように定義することができる。

$$\begin{aligned} \dot{x}_\alpha &= A_\alpha x_\alpha + B_\alpha e \\ &= A_\alpha x_\alpha + B_\alpha C_p x_p + B_\alpha D_{p1} M w + B_\alpha D_{p2} T u - B_\alpha r \end{aligned} \quad \dots (6)$$

$$\begin{aligned} e_2 &= C_\alpha x_\alpha + D_\alpha e \\ &= C_\alpha x_\alpha + D_\alpha C_p x_p + D_\alpha D_{p1} M w + D_\alpha D_{p2} T u - D_\alpha r \end{aligned} \quad \dots (7)$$

式(6)、式(7)において、 x_α は $\alpha^{-1}I$ の状態量、 A_α 、 B_α 、 C_α 、 D_α は $\alpha^{-1}I$ のパラメータである。以上の式を整理して状態空間表現すると、以下の3式が得られる。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_p \\ x_\alpha \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_p & 0 \\ B_\alpha C_p & A_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p \\ x_\alpha \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & B_{p1} M & B_{p2} T \\ -B_\alpha & B_\alpha D_{p1} M & B_\alpha D_{p2} T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ w \\ u \end{bmatrix} \quad \dots (8)$$

$$\begin{bmatrix} z_1' \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_\alpha C_p & C_\alpha \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p \\ x_\alpha \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -D_\alpha & D_\alpha D_{p1}M & D_\alpha D_{p2}T \\ 0 & 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ w \\ u \end{bmatrix} \quad \dots (9)$$

$$e_2 = \begin{bmatrix} D_\alpha C_p & C_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p \\ x_\alpha \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -D_\alpha & D_\alpha D_{p1}M & D_\alpha D_{p2}T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ w \\ u \end{bmatrix} \quad \dots (10)$$

式(8)、式(9)、式(10)をドイルの記法で表すと、次式が得られる。

$$G(s) = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \quad \dots (11)$$

ただし、パラメータAは次式のように表すことができる。

$$A = \begin{bmatrix} A_p & 0 \\ B_\alpha C_p & A_\alpha \end{bmatrix} \quad \dots (12)$$

パラメータB₁、B₂は次式のように表すことができる。

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 & B_{p1}M \\ -B_\alpha & B_\alpha D_{p1}M \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} B_{p2}T \\ B_\alpha D_{p2}T \end{bmatrix} \quad \dots (13)$$

また、パラメータC₁、C₂は次式のように表すことができる。

$$C_1 = \begin{bmatrix} D_\alpha C_p & C_\alpha \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C_2 = \begin{bmatrix} D_\alpha C_p & C_\alpha \end{bmatrix} \quad \dots (14)$$

そして、パラメータD₁₁、D₁₂、D₂₁、D₂₂は次式のように表すことができる

$$D_{11} = \begin{bmatrix} -D_\alpha & D_\alpha D_{p1} M \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad D_{12} = \begin{bmatrix} D_\alpha D_{p2} T \\ I \end{bmatrix}$$

$$D_{21} = \begin{bmatrix} -D_\alpha & D_\alpha D_{p1} M \end{bmatrix}, \quad D_{22} = D_\alpha D_{p2} T \quad \dots (15)$$

感度重み W_s と相補感度重み W_t とを設計し、式(11)の出力部に掛け合わせ、 γ イテレーションを行うと、コントローラ K が状態空間表現で求まる。ここで、式(11)の出力部とは、図4における出力 z_1' 、 z_2' に相当する部分を意味する。よって、式(11)のパラメータ C_1 、 D_{11} 、 D_{12} からなる出力方程式に対し、感度重み W_s と相補感度重み W_t とを対角成分とする次式のような対角行列 Q を左から掛け合わせればよい。こうして、コントローラ K のパラメータを算出することができる。

$$Q = \begin{bmatrix} W_s & 0 \\ 0 & W_t \end{bmatrix} \quad \dots (16)$$

なお、コントローラ K は一般化プラントによる H_∞ 制御問題の解となるコントローラであり、蒸留塔などのプラントに実装する実際のコントローラは、図6に示すように、コントローラ K に重み $\alpha^{-1}I$ とスケーリング行列 T とを掛け合わせたものとなる。

次に、本実施例における相補感度重み W_t の決定方法を説明する。制御対象は運転条件などにより特性が変動する。通常、ある1つのモデルに基づいて制御設計は行われるが、ロバスト制御設計では、制御対象の変動やモデリングの誤差の大きさを予め制御設計の際に加味し、それらの変動や誤差があっても、安定で、かつ制御性能があまり悪化しないように設計を行う。図7に制御対象のモデル1.1に対する加法的誤差を示す。図7において、1.9は加法的誤差 Δ を表すブロックである。ロバスト制御設計では、運転条件などによる制御対象の特性変動やモデル1.1の低次元化によるモデル誤差などを図7に示すような加法的誤差 Δ として表し、この加法的誤差 Δ によって制御対象の特性がモデル1.1からずれてもコントローラ出力が安定になるように設計する。そのためには、加法的誤差 Δ を覆うように相補感度重み W_t を決めてやればよい。この相補感度重み W_t の一般式

を次式に示す。なお、モデル 1 2 の変化はシステムの安定性には関係しないので、モデル 1 1 のみ変動するものとして設計を行う。

$$W_t = \begin{bmatrix} W_{t1} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & W_{t2} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & W_{t3} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & W_{tN} \end{bmatrix} \quad \dots (17)$$

本実施例では、スケーリング行列 T を用いて大きさを整えた加法的誤差 Δ に対して、誤差 Δ のゲインの最大値 G_{max} に安全係数 δ (δ は例えば 1) を掛け合わせたものを相補感度重み W_t の要素とする。すなわち、相補感度重み W_t の要素 (重み) $W_{t1}, W_{t2}, W_{t3}, \dots, W_{tN}$ は、次式のように定義される。

$$W_{t1} = W_{t2} = W_{t3} = W_{tN} = (1 + \delta) G_{max} \quad \dots (18)$$

本実施例は、多変数制御系を対象としたものであり、操作量 u の数を N (N は 1 以上の整数) 種類としたとき、相補感度重み W_t は $N \times N$ 行列となる。 W_{tN} は N 番目の操作量 u_N に対する重みである。

次に、本実施例における感度重み W_s の決定方法について説明する。まず、感度重み W_s の一般式を次式に示す。

$$W_s = \begin{bmatrix} W_{s1} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & W_{s2} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & W_{s3} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & W_{sL} \end{bmatrix} \quad \dots (19)$$

制御量 y の数を L (L は 1 以上の整数) 種類としたとき、感度重み W_s は $L \times L$ 行列となる。感度重み W_s の要素 W_{sL} は L 番目の制御量 y_L に対する重みである。感度重み W_s を決定するには、図 5 のロバスト制御系を単純化した図 8 のような閉ループ系を用いて考える。図 8 において、1 1 a は制御対象の数値モデル P を表すブロック、1 3 a は周波数重み W_s を表すブロックである。設定値追従や外乱抑制などの主として速応性に関する制御性能を示す感度関数を $S(s)$ としたとき、感度関数 $S(s)$ のゲイン $|S(j\omega)|$ が小さい程、設定値応答

に与えるモデル変動の影響が少なくなり好ましい。各周波数における制御仕様を $S_{spec}(\omega)$ で与えると、次式のような感度関数 $S(s)$ に関する条件が得られる。

$$|S(j\omega)| < S_{spec}(\omega); \forall \omega \quad \dots (20)$$

$\forall \omega$ は全ての周波数 ω について式 (20) が成立することを意味している。この感度関数 $S(s)$ を用いると、設定値追従特性を考慮したコントローラ K の設計指標は次式のようになる。

$$\|W_{sL}'(s)S(s)\|_{\infty} < 1 \quad \dots (21)$$

周波数重み $W_{sL}'(s)$ は、 $\alpha^{-1}(s)$ と $W_{sL}(s)$ とを掛け合わせたものであり、次式のように定義される。

$$W_{sL}'(s) = \alpha^{-1}(s)W_{sL}(s) \quad \dots (22)$$

式 (21) は、図 8 に示す閉ループ系の設定値 r から偏差 e に至る伝達関数（正確には、設定値 r に周波数重み $\alpha^{-1}(s)W_{sL}(s)$ を掛けた、 r から z_1 に至る伝達関数）の H_{∞} ノルムが 1 未満であることを示している。この式 (21) を満たすように、重み $W_{sL}(s)$ を設定することにより、設定値追従特性を考慮したコントローラ K の設計が可能となる。

次に、スケーリング行列 M の決定方法を説明する。スケーリング行列 M の一般式を次式に示す。

$$M = \begin{bmatrix} M_1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & M_2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & M_3 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & M_J \end{bmatrix} \quad \dots (23)$$

外乱 w の数を J (J は 1 以上の整数) 種類としたとき、スケーリング行列 M は $J \times J$ 行列となる。スケーリング行列 M の要素 M_j は J 番目の外乱 w_j に対する重みであり、初期値は 1 である。各要素 M_j は、各外乱 w_j による制御量 y への

影響を調整することにより外乱抑制性能を決める調整パラメータである。すなわち、特定の外乱 w の抑圧を強めたいときには、この外乱 w に関する要素 M_j を 1 より大きくする。

次に、本実施例におけるスケーリング行列 T の決定方法を説明する。スケーリング行列 T の一般式を次式に示す。

$$T = \begin{bmatrix} T_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & T_2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & T_3 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & T_N \end{bmatrix} \quad \cdots (24)$$

操作量 u の数を N (N は 1 以上の整数) 種類としたとき、スケーリング行列 T は $N \times N$ 行列となる。スケーリング行列 T の要素 T_N は N 番目の操作量 u_N に対する重みである。各要素 T_N は、制御対象モデル 1-1 の各ゲインの大きさがなるべく等しくなるように決定される。より具体的には、各要素 T_N は、次式のように決定される。

$$\begin{aligned} T_N = & \frac{1}{L} \cdot \frac{\max(\|G_{y1u1}\|_\infty, \|G_{y1u2}\|_\infty, \dots, \|G_{y1uN}\|_\infty)}{\|G_{y1uN}\|_\infty} \\ & + \frac{1}{L} \cdot \frac{\max(\|G_{y2u1}\|_\infty, \|G_{y2u2}\|_\infty, \dots, \|G_{y2uN}\|_\infty)}{\|G_{y2uN}\|_\infty} \\ & + \dots + \frac{1}{L} \cdot \frac{\max(\|G_{yLu1}\|_\infty, \|G_{yLu2}\|_\infty, \dots, \|G_{yLuN}\|_\infty)}{\|G_{yLuN}\|_\infty} \quad \cdots (25) \end{aligned}$$

式 (25) において、 G_{yLuN} は図 4 に示す制御対象モデル 1-1 の N 番目の操作量 u_N から L 番目の制御量 y_L に至る伝達関数、 $\|G_{yLuN}\|_\infty$ は同伝達関数の H_∞ ノルム (ゲイン) である。 $\max(\|G_{yLu1}\|_\infty, \|G_{yLu2}\|_\infty, \dots, \|G_{yLuN}\|_\infty)$ は、 H_∞ ノルム $\|G_{yLu1}\|_\infty, \|G_{yLu2}\|_\infty, \dots, \|G_{yLuN}\|_\infty$ の中で最大値を選択することを意味する。 H_∞ ノルム $\|G_{yLuN}\|_\infty$ を求めるには、状態方程式表現で表されるモデル 1-1 を次式のように伝達関数表現に直し、この伝達関数より周波数毎のゲインを算出すればよい。

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ \vdots \\ y_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{y1u1} & G_{y1u2} & G_{y1u3} & \cdots & G_{y1uN} \\ G_{y2u1} & G_{y2u2} & G_{y2u3} & \cdots & G_{y2uN} \\ G_{y3u1} & G_{y3u2} & G_{y3u3} & \cdots & G_{y3uN} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{yLu1} & G_{yLu2} & G_{yLu3} & \cdots & G_{yLuN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ \vdots \\ u_N \end{bmatrix} \quad \dots (26)$$

これにより、 H^∞ ノルム $\|G_{yLuN}\|_\infty$ を操作量 u 、制御量 y 毎に求めることができ、式(25)よりスケーリング行列 T の要素 T_N を求めることができる。

次に、スケーリング行列 T の働きについて図9を用いて説明する。図9Aは、制御対象モデル11のゲイン特性(モデル11の周波数応答特性)を示している。なお、図9では、記載を簡単にするために3種類のゲイン特性のみを示しているが、操作量 u の数が N 種類、制御量 y の数が L 種類であれば、 $N \times L$ 種類のゲインが存在する。図9Aに示すように、スケーリング行列 T がいない場合、制御対象モデル11の各ゲインが不揃いであることが分かる。一般に、制御対象モデルのゲインが不揃いな場合、それに応じて制御対象モデルの誤差の大きさも不揃いになる。前述のように加法的誤差 Δ を覆うように相補感度重み W_i を決めるため、誤差が大きいものを基準にコントローラを設計することになり、得られるコントローラは非常に保守的、すなわち過剰に安定的なものになりがちである。

そこで、スケーリング行列 T を用いてゲインの大きさを揃えるようにする。図9Bは、本実施例のスケーリング行列 T を設けた場合の制御対象モデル11のゲイン特性を示している。 $\|G_{y,umax}\|_\infty$ はモデル11の各ゲイン中の最大値である。図9Bから分かるように、式(24)、式(25)で示す本実施例のスケーリング行列 T の決定方法は、モデル11のゲイン最大値 $\|G_{y,umax}\|_\infty$ (より正確にはゲイン最大値の近傍) に各ゲインが揃うようにスケーリング行列 T を決めるものである。

次に、以上のような動作を図1を用いて説明する。制御対象モデル11のパラメータは、設計装置の利用者によって制御対象モデル入力部1に設定される。制御対象モデル登録部2は、記憶部3に予め記憶された制御対象モデルの数式に制御対象モデル入力部1から入力されたパラメータを登録する。制御対象モデル入力部1と制御対象モデル登録部2とは、制御対象モデルを設定するモデル設定手

段を構成している。記憶部 3 は、式 (1) ~ 式 (15) で説明した図 4 の一般化プラントの数式とこの一般化プラントの一部である制御対象モデルの数式とを記憶している。周波数応答算出部 4 は、記憶部 3 に登録された、状態方程式表現で表されるモデル 11 を伝達関数表現に直して、この伝達関数より周波数毎のゲインを算出する。続いて、スケーリング行列算出部 5 は、周波数応答算出部 4 で算出されたゲインに基づき、式 (24)、式 (25) を用いてスケーリング行列 T を算出し、これをコントローラ算出部 6 へ出力する。コントローラ算出部 6 は、記憶部 3 に記憶された一般化プラントの数式にスケーリング行列 T を登録して、 γ イテレーションを行うことにより、コントローラ K のパラメータを算出する。このとき、相補感度重み W_1 と感度重み W_2 とスケーリング行列 M とは、記憶部 3 の一般化プラントに予め設定されている。こうして、コントローラ K の設計を行うことができる。

前述のように従来手法では、スケーリング行列 T を決定する一般的な手法が確立されておらず、スケーリング行列 T を経験的に決定していた。これに対して、本実施例では、制御対象モデル 11 の周波数応答に基づき制御対象モデル 11 のゲイン最大値（より正確にはゲイン最大値の近傍）に各ゲインが揃うようにスケーリング行列 T を算出することにより、スケーリング行列 T を容易に決定することができる。これにより、設定値追従特性に優れ、かつ制御対象が変動したり制御対象モデル 11 に誤差があったりしても安定化できるという、 H_∞ 制御理論に基づく多変数コントローラの設計が容易となる。その結果、制御対象の変動や数値モデルの不確かさを考慮した多変数制御系の設計が容易となる。また、制御実行時の計算負荷が軽く、小規模な制御システムでも実装できるという H_∞ 制御の特徴を生かした多変数コントローラを実現することができる。

なお、本実施例では、制御対象モデル 11 のゲイン最大値（より正確には最大値の近傍）に各ゲインが揃うようにスケーリング行列 T を決定しているが、モデル 11 のゲイン最小値あるいはゲイン平均値に各ゲインが揃うようにスケーリング行列 T を決定してもよい。ゲイン最小値（より正確には最小値の近傍）に各ゲインを揃えるには、式 (25) における \max を $\|G_{yLu1}\|_\infty$, $\|G_{yLu2}\|_\infty$, \dots , $\|G_{yLuN}\|_\infty$ の中で最小値を選択する \min に置き換えればよく、ゲイ

ン平均値（より正確には平均値の近傍）に各ゲインを揃えるには、前記 \max を $\|G_{yLu1}\|_{\infty}, \|G_{yLu2}\|_{\infty}, \dots, \|G_{yLuN}\|_{\infty}$ の中で平均値を求める E に置き換えればよい。

[第2実施例]

第1実施例では、外乱 w について考慮していないが、外乱 w に対する制御対象モデルが得られる場合がある。そこで、本実施例では、このような場合に外乱 w の影響を考慮しつつスケーリング行列 T を決定する方法について説明する。本実施例においても、スケーリング行列 T の一般式は第1実施例と同様に式(24)で表すことができる。

そして、本実施例では、スケーリング行列 T の要素 T_N を次式のように決定する。

$$T_N = \frac{1}{L} \cdot \frac{\max(\|G_{y1w1}\|_{\infty}, \|G_{y1w2}\|_{\infty}, \dots, \|G_{y1wJ}\|_{\infty})}{\|G_{y1uN}\|_{\infty}} + \frac{1}{L} \cdot \frac{\max(\|G_{y2w1}\|_{\infty}, \|G_{y2w2}\|_{\infty}, \dots, \|G_{y2wJ}\|_{\infty})}{\|G_{y2uN}\|_{\infty}} + \dots + \frac{1}{L} \cdot \frac{\max(\|G_{yLw1}\|_{\infty}, \|G_{yLw2}\|_{\infty}, \dots, \|G_{yLwJ}\|_{\infty})}{\|G_{yLuN}\|_{\infty}} \quad \dots (27)$$

式(27)において、 G_{yLwJ} は図4に示す制御対象モデル12のJ番目の外乱 w_J からL番目の制御量 y_L に至る伝達関数、 $\|G_{yLwJ}\|_{\infty}$ は同伝達関数の H_{∞} ノルム（ゲイン）である。 $\max(\|G_{yLw1}\|_{\infty}, \|G_{yLw2}\|_{\infty}, \dots, \|G_{yLwJ}\|_{\infty})$ は、 H_{∞} ノルム $\|G_{yLw1}\|_{\infty}, \|G_{yLw2}\|_{\infty}, \dots, \|G_{yLwJ}\|_{\infty}$ の中で最大値を選択することを意味する。 H_{∞} ノルム $\|G_{yLwJ}\|_{\infty}$ を求めるには、状態方程式表現で表されるモデル12を次式のように伝達関数表現に直し、この伝達関数より周波数毎のゲインを算出すればよい。

$$\begin{bmatrix} y_{w1} \\ y_{w2} \\ y_{w3} \\ \vdots \\ y_{wL} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{y1w1} & G_{y1w2} & G_{y1w3} & \cdots & G_{y1wJ} \\ G_{y2w1} & G_{y2w2} & G_{y2w3} & \cdots & G_{y2wJ} \\ G_{y3w1} & G_{y3w2} & G_{y3w3} & \cdots & G_{y3wJ} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{yLw1} & G_{yLw2} & G_{yLw3} & \cdots & G_{yLwJ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \\ \vdots \\ w_J \end{bmatrix} \quad \cdots (28)$$

式(28)において、 y_{wL} は外乱 w に対する制御対象モデル12の出力である。これにより、 H^∞ ノルム $\|G_{yLwJ}\|_\infty$ を外乱 w 、制御量 y 毎に求めることができ、式(27)よりスケーリング行列 T の要素 T_N を求めることができる。

次に、スケーリング行列 T の働きについて図10を用いて説明する。図10Aは、制御対象モデル12のゲイン特性(モデル12の周波数応答特性)を示している。なお、図10Aでは、記載を簡単にするために3種類のゲイン特性のみを示しているが、外乱 w の数が J 種類、制御量 y の数が L 種類であれば、 $J \times L$ 種類のゲインが存在する。 $\|G_{ywm}\|_\infty$ は、モデル12の各ゲイン中の最大値である。

一方、図10Bは、制御対象モデル11のゲイン特性を示している。図10Bに示すように、制御対象モデル12のゲイン最大値と制御対象モデル11の各ゲインとが不揃いであることが分かる。

図10Cは、本実施例のスケーリング行列 T を設けた場合の制御対象モデル11のゲイン特性を示している。図10Cから分かるように、式(24)、式(27)で示す本実施例のスケーリング行列 T の決定方法は、モデル12のゲイン最大値 $\|G_{ywm}\|_\infty$ (より正確にはゲイン最大値の近傍) にモデル11の各ゲインが揃うようにスケーリング行列 T を決めるものである。

操作量 u に対するスケーリング行列 T は、コントローラを実装する際に閉ループ系の中に含まれる。したがって、モデル11のゲインの大きさを揃えることに意味があり、操作量 u から制御量 y に至るゲインをどこに揃えるかは必ずしも重要ではない。前述の第1実施例は、ゲインをどこに揃えるかの1例を示したものである。これに対して、本実施例では、外乱入力を考慮しているので、外乱 w の抑制という観点で見た場合、入力される外乱 w の影響が操作量 u によって抑え込まれるようにする必要がある。そこで、本実施例では、最悪の状態に対応できる

ように、モデル 1 2 のゲイン最大値 $\|G_{ywmax}\|_{\infty}$ (より正確にはゲイン最大値の近傍) にモデル 1 1 の各ゲインが揃うようにスケーリング行列 T を決めている。

本実施例においても、設計装置としての構成は第 1 実施例とほぼ同様である。そこで、図 1 を用いて本実施例の設計装置の動作を説明する。

制御対象モデル (本実施例ではモデル 1 1, 1 2) のパラメータは、設計装置の利用者によって制御対象モデル入力部 1 に設定される。制御対象モデル登録部 2 は、記憶部 3 に予め記憶された制御対象モデルの数式に制御対象モデル入力部 1 から入力されたパラメータを登録する。周波数応答算出部 4 は、記憶部 3 に登録された、状態方程式表現で表されるモデル 1 1, 1 2 を伝達関数表現に直して、この伝達関数より周波数毎のゲインを算出する。続いて、スケーリング行列算出部 5 は、周波数応答算出部 3 で算出されたゲインに基づき、式 (2 4)、式 (2 7) を用いてスケーリング行列 T を算出し、これをコントローラ算出部 6 へ出力する。コントローラ算出部 6 の動作は第 1 実施例と全く同じである。こうして、コントローラ K の設計を行うことができる。

以上のように、本実施例では、第 1、第 2 の制御対象モデル 1 1, 1 2 の周波数応答に基づき第 2 の制御対象モデル 1 2 の各ゲイン中の最大値に第 1 の制御対象モデル 1 1 の各ゲインが揃うようにスケーリング行列 T を算出することにより、スケーリング行列 T を容易に決定することができる。これにより、設定値追従特性と外乱抑制性に優れ、かつ制御対象が変動したり制御対象モデルに誤差があったりしても安定化できるという、 H_{∞} 制御理論に基づく多変数コントローラの設計が可能となる。

[第 3 実施例]

第 1 実施例、第 2 実施例では、スケーリング行列 T によって、モデルのゲインの大きさを揃え、各制御量に対する制御の重み付けを等しくしようとしてきた。しかしながら、実際には、制御量 y 毎の制御が干渉し合い、制御が不安定になる等の問題が発生することがあり、各制御量に対する制御の重み付けを調整する必要が生じる場合がある。そこで、本実施例では、直接的に制御量 y 毎に重み付けを行うための重み行列 S を導入する。

図 1 1 は、本発明の第 3 の実施例となるコントローラの設計装置の構成を示す

ブロック図、図 12 は、本実施例における一般化プラントの構成を示すブロック図である。図 11 の設計装置は、図 1 に示す第 1 実施例あるいは第 2 実施例の設計装置に、制御量 y に対する重みを入力するための制御量重み入力部 7 と、制御量重みを装置内に登録する制御量重み登録部 8 と、制御量重みに基づいて重み行列 S を算出する重み行列算出部 9 とを加えたものである。また、図 12 の一般化プラントは、図 4 に示す第 1 実施例あるいは第 2 実施例の一般化プラントに重み行列 S を表すブロック（制御量重み調整手段）20 を加えたものである。本実施例では、制御量重み調整手段 20（重み行列 S ）を操作量重み調整手段 16（スケーリング行列 T ）と制御対象モデル 11 とコントローラ K とからなる閉ループ系の内部に設けている。重み行列 S の一般式を次式に示す。

$$S = \begin{bmatrix} S_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & S_2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & S_L \end{bmatrix} \quad \cdots (29)$$

制御量 y の数を L （ L は 1 以上の整数）種類としたとき、重み行列 S は $L \times L$ 行列となる。重み行列 S の要素 S_L は L 番目の制御量 y_L に対する重みである。各要素 S_L は、次式のように決定される。

$$S_L = \frac{W_{yL}}{\max(W_{y1}, W_{y2}, \cdots, W_{yL})} \quad \cdots (30)$$

式 (30) において、 W_{yL} は L 番目の制御量 y_L に対する制御量重みである。こうして、重み行列 S により制御量毎に直接的に重み付けを行うことができる。

次に、本実施例では、一般化プラントの構成を図 12 のように変更したことにより、次式が成立する。

$$e_1 = S e \quad \cdots (31)$$

この式 (31) と式 (3) により、式 (6)、式 (7) は次式のように書き直される。

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_\alpha &= A_\alpha x_\alpha + B_\alpha e_1 \\
 &= A_\alpha x_\alpha + B_\alpha S C_p x_p + B_\alpha S D_{p1} M w + B_\alpha S D_{p2} T u - B_\alpha S r \\
 &\quad \dots (32)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 e_2 &= C_\alpha x_\alpha + D_\alpha e \\
 &= C_\alpha x_\alpha + D_\alpha S C_p x_p + D_\alpha S D_{p1} M w + D_\alpha S D_{p2} T u - D_\alpha S r \\
 &\quad \dots (33)
 \end{aligned}$$

これにより、式(8)、式(9)、式(10)は次式のように書き直される。

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_p \\ x_\alpha \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_p & 0 \\ B_\alpha S C_p & A_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p \\ x_\alpha \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & B_{p1} M & B_{p2} T \\ -B_\alpha S & B_\alpha S D_{p1} M & B_\alpha S D_{p2} T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ w \\ u \end{bmatrix} \\
 &\quad \dots (34)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} z_1' \\ z_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} D_\alpha S C_p & C_\alpha \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p \\ x_\alpha \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -D_\alpha S & D_\alpha S D_{p1} M & D_\alpha S D_{p2} T \\ 0 & 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ w \\ u \end{bmatrix} \\
 &\quad \dots (35)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 e_2 &= \begin{bmatrix} D_\alpha S C_p & C_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p \\ x_\alpha \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -D_\alpha S & D_\alpha S D_{p1} M & D_\alpha S D_{p2} T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ w \\ u \end{bmatrix} \\
 &\quad \dots (36)
 \end{aligned}$$

式(34)、式(35)、式(36)をドイルの記法で式(11)のように表したとき、式(11)におけるパラメータAは次式のように表すことができる。

$$A = \begin{bmatrix} A_p & 0 \\ B_\alpha S C_p & A_\alpha \end{bmatrix} \quad \dots (37)$$

パラメータ B_1 , B_2 は次式のように表すことができる。

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 & B_{p1}M \\ -B_\alpha S & B_\alpha S D_{p1}M \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} B_{p2}T \\ B_\alpha S D_{p2}T \end{bmatrix} \quad \dots (38)$$

また、パラメータ C_1 , C_2 は次式のように表すことができる。

$$C_1 = \begin{bmatrix} D_\alpha S C_p & C_\alpha \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C_2 = [D_\alpha S C_p \quad C_\alpha] \quad \dots (39)$$

そして、パラメータ D_{11} , D_{12} , D_{21} , D_{22} は次式のように表すことができる。

$$D_{11} = \begin{bmatrix} -D_\alpha S & D_\alpha S D_{p1}M \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad D_{12} = \begin{bmatrix} D_\alpha S D_{p2}T \\ I \end{bmatrix}$$

$$D_{21} = [-D_\alpha S \quad D_\alpha S D_{p1}M], \quad D_{22} = D_\alpha S D_{p2}T \quad \dots (40)$$

第1実施例と同様に感度重み W 、と相補感度重み W_c とを設計して、式(11)の出力部に掛け合わせ、 γ イテレーションを行うと、コントローラ K が状態空間表現で求まる。なお、蒸留塔などのプラントに実装する実際のコントローラは、図13に示すように、コントローラ K に重み行列 S と重み $\alpha^{-1}I$ とスケーリング行列 T とを掛け合わせたものとなる。

次に、以上のような動作を図11を用いて説明する。制御対象モデル入力部1、制御対象モデル登録部2、周波数応答算出部4およびスケーリング行列算出部5の動作は、第1実施例あるいは第2実施例と全く同じである。なお、記憶部3aには、式(1)～式(5)、式(11)、式(32)～式(40)で説明した図12の一般化プラントの数式とこの一般化プラントの一部である制御対象モデルの数式とが記憶されている。L番目の制御量 y_L に対する制御量重み W_{yL} は、設計装置の利用者によって制御量重み入力部7に設定される。この制御量重み W_{yL} の設定は、各制御量 y 毎に行われる。制御量重み登録部8は、制御量重み入力部7から入力された制御量重み W_{yL} を重み行列算出部9へ出力する。重み行列算出部9は、制御量重み W_{yL} を基に式(29)、式(30)を用いて重み行列 S を

算出し、これをコントローラ算出部 6 a へ出力する。コントローラ算出部 6 a は、記憶部 3 a に記憶された一般化プラントの数式にスケーリング行列 T と重み行列 S とを登録して、γイテレーションを行うことにより、コントローラ K のパラメータを算出する。このとき、相補感度重み W_1 と感度重み W_2 とスケーリング行列 M とは、記憶部 3 a の一般化プラントに予め設定されている。こうして、コントローラ K の設計を行うことができる。

以上のように、本実施例では、重み行列 S を導入することにより、各制御量 y 毎に直接的に重み付けを行うことができる。これにより、より制御性能が高く、安定性の高いコントローラを設計することができる。また、重み行列 S を導入することにより、スケーリング行列 T に制御量 y に対する重み付けの役割を持たせる必要がなくなる。

[第 4 実施例]

第 3 実施例では、制御量重み調整手段 20（重み行列 S）を閉ループ系の内部に設けているが、閉ループ系の外部に設けてもよい。図 14 は、本発明の第 4 の実施例における一般化プラントの構成を示すブロック図である。本実施例では、制御量重み調整手段 20（重み行列 S）を周波数感度重み調整手段 13 の前段に設けている。重み行列 S の決定方法は、式（29）、式（30）で説明した第 3 実施例の決定方法と全く同じである。

次に、本実施例では、一般化プラントの構成を図 14 のように変更したことにより、式（4）は次式のように書き直される。

$$z_1' = S e_2 \quad \dots (41)$$

これにより、式（9）は次式のように書き直される。

$$\begin{bmatrix} z_1' \\ z_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S D_\alpha C_p & S C_\alpha \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p \\ x_\alpha \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -S D_\alpha & S D_\alpha D_{p1} M & S D_\alpha D_{p2} T \\ 0 & 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ w \\ u \end{bmatrix} \quad \dots (42)$$

式（8）、式（10）、式（42）をドイルの記法で式（11）のように表したとき、式（11）におけるパラメータ C_1 、 C_2 は次式のように表すことができる。

$$C_1 = \begin{bmatrix} S D_\alpha C_p & S C_\alpha \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C_2 = [D_\alpha C_p \quad C_\alpha] \quad \dots (43)$$

また、パラメータ D_{11} , D_{12} , D_{21} , D_{22} は次式のように表すことができる。

$$D_{11} = \begin{bmatrix} -S D_\alpha & S D_\alpha D_{p1} M \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad D_{12} = \begin{bmatrix} S D_\alpha D_{p2} T \\ I \end{bmatrix}$$

$$D_{21} = [-D_\alpha \quad D_\alpha D_{p1} M], \quad D_{22} = D_\alpha D_{p2} T \quad \dots (44)$$

パラメータ A , B_1 , B_2 は、式 (12)、式 (13) に示すとおりである。なお、本実施例において、蒸留塔などのプラントに実装する実際のコントローラは、図6に示すように、コントローラ K に重み $\alpha^{-1} I$ とスケーリング行列 T とを掛け合わせたものとなる。

本実施例においても、設計装置としての構成は第3実施例とほぼ同様である。そこで、図11を用いて本実施例の設計装置の動作を説明する。

制御対象モデル入力部1、制御対象モデル登録部2、周波数応答算出部4及びスケーリング行列算出部5の動作は、第1実施例あるいは第2実施例と全く同じである。記憶部3aには、式(1)～式(3)、式(5)～式(8)、式(10)～式(13)、式(41)～式(44)で説明した図14の一般化プラントの数式とこの一般化プラントの一部である制御対象モデルの数式とが記憶されている。制御量重み入力部7、制御量重み登録部8及び重み行列算出部9の動作は、第3実施例と全く同じである。コントローラ算出部6aは、記憶部3aに記憶された一般化プラントの数式にスケーリング行列 T と重み行列 S とを登録して、 γ イテレーションを行うことにより、コントローラ K のパラメータを算出する。こうして、コントローラ K の設計を行うことができる。

なお、本実施例では、制御量重み調整手段20（重み行列 S ）を周波数感度重み調整手段13の前段に設けているが、周波数感度重み調整手段13の後段に設けるようにしてもよい。また、スケーリング行列 T によって制御対象モデル11のゲインの大きさが揃うことにより、重み行列 S を容易に調整することができるので、第3実施例、第4実施例において第1実施例あるいは第2実施例で説明し

たスケーリング行列 T の決定方法を用いることは前提条件である。

〔第 5 実施例〕

図 15 は、本発明の第 5 実施例となるコントローラの設計装置の構成を示すブロック図である。図 15 の設計装置は、制御対象とコントローラとからなる閉ループ系の過渡応答特性を表す過渡応答パラメータを入力するための過渡応答パラメータ入力部 101 と、過渡応答パラメータを装置内に登録する過渡応答パラメータ登録部 102 と、過渡応答パラメータ登録部 102 から入力された過渡応答パラメータを基に閉ループ系の過渡応答特性を算出する閉ループ伝達関数算出部 103 と、閉ループ系の過渡応答特性に基づいて、閉ループ系の設定値追従特性を決定するための周波数感度重みを算出する周波数感度重み算出部 104 と、予め設定された一般化プラントに周波数感度重みを適用して、コントローラのパラメータを導出するコントローラ算出部 105 とを有している。過渡応答パラメータ入力部 101、過渡応答パラメータ登録部 102 および閉ループ伝達関数算出部 103 は、閉ループ系の過渡応答特性を設定する設定手段を構成している。

H_∞ 制御理論に基づくコントローラ設計用アルゴリズムは、制御対象を用いて表現された一般化プラントに基づいて設計される。したがって、最初に一般化プラントについて説明する。図 16 は実際の制御対象を数式化したモデルの構成を示すブロック図である。図 16 に示す制御対象の数値モデルは、操作量 u に対するモデル 111 と、外乱 w に対するモデル 112 とからなる。 P_u はモデル 111 の伝達関数、 P_w はモデル 112 の伝達関数である。モデル 111、112 は、実際の制御対象に対するステップ応答テストより得られたデータを用いてモデル同定を行った結果得られたものである。制御対象の出力である制御量 y は、モデル 111、112 の出力を足し合わせたものとなる。

このような制御対象の数値モデルを含む従来の一般化プラントの構成を図 17 に示す。一般化プラントとは、図 17 に示すように、設定値追従特性を決定するために用いられる感度重み W_s と呼ばれる周波数重みと、ロバスト安定性を決定するために用いられる相補感度重み W_r と呼ばれる周波数重みとを設けて、制御対象の入力（操作量） u 、入力（外乱） w 、出力（制御量） y 以外に設定値 r 、出力 z_1 、 z_2 を導入して、設定値追従特性とロバスト安定性の両者を実現する

ためのものである。偏差 $e (= y - r)$ は、観測量、すなわちコントローラ（不図示）に対する入力となる。113は感度重み W_s を表すブロックであり、 Z_1 は設定値追従特性の評価を行うための出力である。また、114は相補感度重み W_t を表すブロックであり、 Z_2 はロバスト安定性の評価を行うための出力である。

従来は、図17に示した一般化プラントにおいて、制御対象の数値モデルを基にモデルの不確かさを見積もって相補感度重み W_t を決め、設定値 r への追従性を考慮して周波数特性を直接指定して感度重み W_s を決めて、 γ イテレーションによりコントローラのパラメータを決定していた。しかしながら、図17の一般化プラントを用いると、各操作量のプラント出力に対するゲインの差により、ゲインが大きいものを基準にコントローラを設計することになるため、得られるコントローラは非常に保守的、すなわち過剰に安定的なものになりがちである。また、設定値追従特性と外乱応答特性は、通常、相反するものであるため、設計時にそれらを同じ重みを持って設計するよりは、目的に応じて重み付けできる方が好ましい。さらに、図17の一般化プラントでは、積分要素を含んでいない場合、定常偏差が生じる。感度重み W_s に積分特性を持たせることによってコントローラに積分特性を持たせることができるが、一般化プラントが可安定でなくなるため、標準の H_∞ 問題に帰着することができなくなる。

このため、本実施例では、図18に示すような一般化プラントを考える。図18において、 M は外乱 w による制御量 y への影響を調整するためのスケーリング行列、 T は制御対象の誤差の大きさを揃えるためのスケーリング行列、 $\alpha^{-1}I$ は定常偏差をなくすための積分特性をコントローラに持たせるための重みである。ここで、 $\alpha(s) = s / (s + a)$ と定義される。なお、 s はラプラス演算子であり、 $a (> 0)$ は任意の実数である。115はスケーリング行列 M を表すブロック、116はスケーリング行列 T を表すブロック、117は重み $\alpha^{-1}I$ を表すブロックである。偏差 e_2 は、偏差 e に重み $\alpha^{-1}I$ を掛けたもので、コントローラに対する入力となる。以上のような一般化プラントにコントローラ K を加えたロバスト制御系の構成を図19に示す。図19において、118はコントローラ K を表すブロックである。

本実施例のコントローラの設計装置は、設定値 r に対して制御対象の出力である制御量 y が追従し、外乱 w の影響が除去され、かつ制御対象が変動したり制御対象のモデルに誤差があったりしても安定化できるようにコントローラ K のパラメータを決定することを目的としている。 H^∞ 制御問題は、 (r, w) から (z_1, z_2) までの伝達関数の H^∞ ノルム（ゲイン）を小さくする問題として考えることができる。すなわち、設定値追従特性、ロバスト安定性、外乱抑制性のそれぞれについて以下のように考えればよい。

(D) 設定値追従特性：設定値 r から偏差 e に至る伝達関数（より正確には、設定値 r に周波数重み $\alpha^{-1}W_r$ を掛けた、 r から z_1 に至る伝達関数）の H^∞ ノルム（ゲイン）を小さくすれば、偏差 e を小さくすることができ、設定値追従特性を良好にすることができる。なお、 $\alpha^{-1}W_r$ は、追従する帯域を制限する（例えば低域のみ追従するようにする）ための周波数重みとなる。

(E) ロバスト安定性：制御対象の特性変動やモデル化時の誤差により実際の制御対象とそのモデルとの間には誤差が存在する。同定したモデルからの誤差の最大値を $\Delta(s)$ として見積もり、この誤差に対して $|\Delta(j\omega)| < |W_r(j\omega)|$ となる相補感度重み $W_r(s)$ を用いて、設定値 r から z_2 までの H^∞ ノルムが 1 以下となるようにコントローラ K を設計すれば、ロバスト安定化を達成することができる。

(F) 外乱抑制性：外乱 w から偏差 e に至る伝達関数（より正確には、外乱 w に周波数重み $\alpha^{-1}W_w$ を掛けた、 w から z_1 に至る伝達関数）の H^∞ ノルム（ゲイン）を小さくすれば、外乱 w が入ってきても、偏差 e を小さくすることができ、外乱抑制性を良好にすることができる。

次に、図 18 に示す一般化プラントの状態空間表現は次式で与えられるものとする。

$$\dot{x}_p = A_p x_p + B_{p1} M w + B_{p2} T u \quad \dots (101)$$

$$y = C_p x_p + D_{p1} M w + D_{p2} T u \quad \dots (102)$$

式 (101)、式 (102) において、 x_p は状態量、 A_p 、 B_{p1} 、 B_{p2} 、 C

、 D_{01} 、 D_{02} は制御対象の数値モデル 1 1 1、1 1 2のパラメータである。式 (1 0 2) より偏差 e は次式のように求めることができる。

$$e = y - r = C_p x_p + D_{p1} M w + D_{p2} T u - r \quad \dots (1 0 3)$$

また、図 1 8 に示す一般化プラントの構成により、出力 z_1' 、 z_2' は次式のように定義することができる。

$$z_1' = e_2 \quad \dots (1 0 4)$$

$$z_2' = u \quad \dots (1 0 5)$$

コントローラ K に積分特性を持たせるための周波数重みは、式 (1 0 3) を用いて次式のように定義することができる。

$$\begin{aligned} x_\alpha &= A_\alpha x_\alpha + B_\alpha e \\ &= A_\alpha x_\alpha + B_\alpha C_p x_p + B_\alpha D_{p1} M w + B_\alpha D_{p2} T u - B_\alpha r \quad \dots (1 0 6) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} e_2 &= C_\alpha x_\alpha + D_\alpha e \\ &= C_\alpha x_\alpha + D_\alpha C_p x_p + D_\alpha D_{p1} M w + D_\alpha D_{p2} T u - D_\alpha r \quad \dots (1 0 7) \end{aligned}$$

式 (1 0 6)、式 (1 0 7) において、 x_α は $\alpha^{-1} I$ の状態量、 A_α 、 B_α 、 C_α 、 D_α は $\alpha^{-1} I$ のパラメータである。以上の式を整理して状態空間表現すると、以下の 3 式が得られる。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_p \\ x_\alpha \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_p & 0 \\ B_\alpha C_p & A_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p \\ x_\alpha \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & B_{p1} M & B_{p2} T \\ -B_\alpha & B_\alpha D_{p1} M & B_\alpha D_{p2} T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ w \\ u \end{bmatrix} \quad \dots (1 0 8)$$

$$\begin{bmatrix} z_1' \\ z_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_\alpha C_p & C_\alpha \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p \\ x_\alpha \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -D_\alpha & D_\alpha D_{p1} M & D_\alpha D_{p2} T \\ 0 & 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ w \\ u \end{bmatrix} \quad \dots (1 0 9)$$

$$e_2 = \begin{bmatrix} D_\alpha C_p & C_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p \\ x_\alpha \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -D_\alpha & D_\alpha D_{p1}M & D_\alpha D_{p2}T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ w \\ u \end{bmatrix} \quad \dots (110)$$

式(108)、式(109)、式(110)をドイルの記法で表すと、次式が得られる。

$$G(s) = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \quad \dots (111)$$

ただし、パラメータAは次式のように表すことができる。

$$A = \begin{bmatrix} A_p & 0 \\ B_\alpha C_p & A_\alpha \end{bmatrix} \quad \dots (112)$$

パラメータB₁、B₂は次式のように表すことができる。

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 & B_{p1}M \\ -B_\alpha & B_\alpha D_{p1}M \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} B_{p2}T \\ B_\alpha D_{p2}T \end{bmatrix} \quad \dots (113)$$

また、パラメータC₁、C₂は次式のように表すことができる。

$$C_1 = \begin{bmatrix} D_\alpha C_p & C_\alpha \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C_2 = \begin{bmatrix} D_\alpha C_p & C_\alpha \end{bmatrix} \quad \dots (114)$$

そして、パラメータD₁₁、D₁₂、D₂₁、D₂₂は次式のように表すことができる。

$$D_{11} = \begin{bmatrix} -D_\alpha & D_\alpha D_{p1}M \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad D_{12} = \begin{bmatrix} D_\alpha D_{p2}T \\ I \end{bmatrix}$$

$$D_{21} = \begin{bmatrix} -D_\alpha & D_\alpha D_{p1}M \end{bmatrix}, \quad D_{22} = D_\alpha D_{p2}T \quad \dots (115)$$

感度重みW_sと相補感度重みW_cとを設計し、式(111)の出力部に掛け合

わせ、 γ イテレーションを行うと、コントローラKが状態空間表現で求まる。ここで、式(111)の出力部とは、図18における出力 z_1' 、 z_2' に相当する部分を意味する。よって、式(111)のパラメータ C_1 、 D_{11} 、 D_{12} からなる出力方程式に対し、感度重み W_s と相補感度重み W_t とを対角成分とする次式のような対角行列Qを左から掛け合わせればよい。こうして、コントローラKのパラメータを算出することができる。

$$Q = \begin{bmatrix} W_s & 0 \\ 0 & W_t \end{bmatrix} \quad \dots (116)$$

なお、コントローラKは一般化プラントによる H_∞ 制御問題の解となるコントローラであり、蒸留塔などのプラントに実装する実際のコントローラは、図20に示すように、コントローラKに重み $\alpha^{-1}I$ とスケーリング行列Tとを掛け合わせたものとなる。

前述のように、 H_∞ 制御理論は、周波数領域での設計法である。したがって、機械系の制御では設計がやり易いが、プロセス制御などのように周波数領域では考えにくい制御系の設計には利用しにくく、相補感度重み W_t や感度重み W_s を適切に選ぶことが難しい。以下、本実施例における相補感度重み W_t の決定方法を説明する。制御対象は運転条件などにより特性が変動する。通常、ある1つのモデルに基づいて制御設計は行われるが、ロバスト制御設計では、制御対象の変動やモデリングの誤差の大きさを予め制御設計の際に加味し、それらの変動や誤差があっても、安定で、かつ制御性能があまり悪化しないように設計を行う。図21に制御対象のモデル111に対する加法的誤差を示す。図21において、119は加法的誤差 Δ を表すブロックである。ロバスト制御設計では、運転条件などによる制御対象の特性変動やモデル111の低次元化によるモデル誤差などを図21に示すような加法的誤差 Δ として表し、この加法的誤差 Δ によって制御対象の特性がモデル111からずれてもコントローラ出力が安定になるように設計する。そのためには、加法的誤差 Δ を覆うように相補感度重み W_t を決めてやればよい。この相補感度重み W_t の一般式を次式に示す。なお、モデル112の変化はシステムの安定性には関係しないので、モデル111のみが変動するものと

して設計を行う。

$$W_t = \begin{bmatrix} W_{t1} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & W_{t2} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & W_{t3} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & W_{tN} \end{bmatrix} \quad \cdots (117)$$

本実施例では、スケーリング行列 T を用いて大きさを整えた加法的誤差 Δ に対して、誤差 Δ のゲインの最大値 G_{max} に安全係数 δ (δ は例えば 1) を掛け合わせたものを相補感度重み W_t の要素とする。すなわち、相補感度重み W_t の要素 (重み) $W_{t1}, W_{t2}, W_{t3}, \cdots, W_{tN}$ は、次式のように定義される。

$$W_{t1} = W_{t2} = W_{t3} = W_{tN} = (1 + \delta) G_{max} \quad \cdots (118)$$

本実施例は、多変数制御系を対象としたものであり、操作量 u の数を N (N は 1 以上の整数) 種類としたとき、相補感度重み W_t は $N \times N$ 行列となる。 W_{tN} は N 番目の操作量 u_N に対する重みである。

次に、スケーリング行列 T 、 M の決定方法を説明する。スケーリング行列 T の一般式を次式に示す。

$$T = \begin{bmatrix} T_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & T_2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & T_3 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & T_N \end{bmatrix} \quad \cdots (119)$$

操作量 u の数を N 種類としたとき、スケーリング行列 T は $N \times N$ 行列となる。スケーリング行列 T の要素 T_N は N 番目の操作量 u_N に対する重みである。各要素 T_N は、前記加法的誤差 Δ の各成分の大きさがなるべく等しくなるように決定される。

次に、スケーリング行列 M の一般式を次式に示す。

$$M = \begin{bmatrix} M_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & M_2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & M_3 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & M_J \end{bmatrix} \quad \cdots (120)$$

外乱 w の数を J (J は 1 以上の整数) 種類としたとき、スケーリング行列 M は $J \times J$ 行列となる。スケーリング行列 M の要素 M_j は J 番目の外乱 w_j に対する重みである。各要素 M_j は、各外乱 w_j による制御量 y への影響を調整することにより外乱抑制性能を決める調整パラメータである。

次に、本実施例における感度重み W_s の決定方法について説明する。まず、感度重み W_s の一般式を次式に示す。

$$W_s = \begin{bmatrix} W_{s1} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & W_{s2} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & W_{s3} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & W_{sL} \end{bmatrix} \quad \cdots (121)$$

制御量 y の数を L (L は 1 以上の整数) 種類としたとき、感度重み W_s は $L \times L$ 行列となる。感度重み W_s の要素 W_{sL} は L 番目の制御量 y_L に対する重みである。感度重み W_s を決定するには、図 19 のロバスト制御系を単純化した図 22 のような閉ループ系を用いて考える。図 22 において、111a は制御対象の数値モデル P を表すブロック、113a は周波数重み W_s を表すブロックである。

設定値追従や外乱抑制などの主として速応性に関する制御性能を示す感度関数を $S(s)$ としたとき、感度関数 $S(s)$ のゲイン $|S(j\omega)|$ が小さい程、設定値応答に与えるモデル変動の影響が少なくなり好ましい。各周波数における制御仕様を $S_{spec}(\omega)$ で与えると、次式のような感度関数 $S(s)$ に関する条件が得られる。

$$|S(j\omega)| < S_{spec}(\omega); \forall \omega \quad \cdots (122)$$

$\forall \omega$ は全ての周波数 ω について式 (122) が成立することを意味している。

一方、感度関数 $S(s)$ は、図 22 に示す閉ループ系の設定値 r から偏差 e に至る伝達関数 $G_{er}(s)$ に相当するので、制御対象の伝達関数を $P(s)$ 、コントローラの伝達関数を $K(s)$ としたとき、次式が得られる。

$$S(s) = G_{er}(s) = \frac{-1}{1 - P(s)K(s)} \quad \dots (123)$$

また、図 22 に示す閉ループ系の設定値 r から制御量 y に至る伝達関数 $G_{yr}(s)$ は次式のように得られる。

$$G_{yr}(s) = \frac{-P(s)K(s)}{1 - P(s)K(s)} \quad \dots (124)$$

式 (123)、式 (124) より、感度関数 $S(s)$ は次式のように求めることができる。

$$S(s) = G_{yr}(s) - 1 \quad \dots (125)$$

本実施例では、図 22 に示す閉ループ系の過渡応答特性、すなわち閉ループ系の設定値 r から制御量 y に至る伝達関数 $G_{yr}(s)$ を以下のように 1 次遅れ特性で近似して、伝達関数 $G_{yr}(s)$ の仕様として $G_{yr_spec}(s)$ を与える。

$$G_{yr_spec}(s) = \frac{1}{T_{sL}s + 1} \quad \dots (126)$$

式 (126) において、 T_{sL} は L 番目の制御量 y_L に関する時定数である。式 (125) の $G_{yr}(s)$ の代わりに式 (126) の $G_{yr_spec}(s)$ を用いると、次式のような制御仕様 $S_{spec}(s)$ が得られる。

$$S_{spec}(s) = -\frac{T_{sL}s}{T_{sL}s + 1} \quad \dots (127)$$

本実施例では、 L 番目の制御量 y_L に関する周波数重み $W_{sL}'(s)$ を次式のように設定する。

$$W_{sL}'(s) = \frac{1}{S_{\text{spec}}(s)} = -\frac{T_{sL}s + 1}{T_{sL}s} \quad \dots (128)$$

周波数重み $W_{sL}'(s)$ は、 $\alpha^{-1}(s)$ と $W_{sL}(s)$ とを掛け合わせたものであり、次式のように定義される。

$$W_{sL}'(s) = \alpha^{-1}(s)W_{sL}(s) \quad \dots (129)$$

周波数重み $W_{sL}'(s)$ を式 (128) のように設定すると、式 (122) を次式のように変形することができる。

$$|S(j\omega)| < \frac{1}{|W_{sL}'(j\omega)|}; \forall \omega \quad \dots (130)$$

さらに、式 (130) は H^∞ ノルムを用いると次式のように書き直すことができる。

$$\|W_{sL}'(s)S(s)\|_\infty < 1 \quad \dots (131)$$

式 (131) は、図 22 に示す閉ループ系の設定値 r から偏差 e に至る伝達関数（正確には、設定値 r に周波数重み $\alpha^{-1}(s)W_{sL}(s)$ を掛けた、 r から z に至る伝達関数）の H^∞ ノルムが 1 未満であることを示している。この式 (131) は、設定値追従特性を考慮したコントローラ K の設計指標である。したがって、周波数重み $W_{sL}'(s)$ を式 (128) のように設定することにより、式 (131) が満たされ、設定値追従特性を考慮したコントローラ K の設計が可能となる。式 (128) を変形すると、次式が得られる。

$$W_{sL}'(s) = \frac{s+a}{s} \cdot \frac{-(T_{sL}s+1)}{T_{sL}(s+a)} \quad \dots (132)$$

式 (132) の右辺第 1 項は $\alpha^{-1}(s)$ である。したがって、感度重み W_s の要素 $W_{sL}(s)$ は次式のように算出することができる。

$$W_{sL}(s) = -\frac{T_{sL}s + 1}{T_{sL}(s + a)} \quad \dots (133)$$

式(133)を代入することにより、式(121)は以下のように表すことができる。

$$W_s = \begin{bmatrix} -\frac{T_{s1}s + 1}{T_{s1}(s + a)} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -\frac{T_{s2}s + 1}{T_{s2}(s + a)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{T_{s3}s + 1}{T_{s3}(s + a)} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & -\frac{T_{sL}s + 1}{T_{sL}(s + a)} \end{bmatrix} \quad \dots (134)$$

こうして、感度重み W_s を決定することができる。次に、以上のような動作を図15を用いて説明する。過渡応答パラメータ、すなわち時定数 T_{sL} は、設計装置の利用者によって過渡応答パラメータ入力部101に設定される。この時定数 T_{sL} の設定は各制御量 y 毎に行われる。過渡応答パラメータ登録部102は、過渡応答パラメータ入力部101から入力された時定数 T_{sL} をそのまま閉ループ伝達関数算出部103へ出力する。閉ループ伝達関数算出部103は、入力された時定数 T_{sL} を式(126)に代入して、図22に示す閉ループ系の設定値 r から制御量 y に至る伝達関数 $G_{yr}(s)$ を算出し、これを周波数感度重み算出部104へ出力する。続いて、周波数感度重み算出部104は、伝達関数 $G_{yr}(s)$ を基に式(125)、式(127)、式(128)、式(132)～式(134)を用いて感度重み W_s を算出し、これをコントローラ算出部105へ出力する。記憶部106は、式(101)～式(115)で説明した図18の一般化プラントの数式を記憶している。コントローラ算出部105は、記憶部106に記憶された一般化プラントの数式に感度重み W_s を登録して、 γ イテレーションを行うことにより、コントローラ K のパラメータを算出する。このとき、相補感度重み W_c とスケーリング行列 T 、 M とは、記憶部106の一般化プラントに予め設定

されている。こうして、コントローラKの設計を行うことができる。

前述のようにプロセス制御等の分野では、周波数領域で制御仕様を与えることが難しく、周波数感度重み W の決定が困難であった。これに対して、本実施例では、閉ループ系の過渡応答特性（伝達関数 $G_{yr}(s)$ ）を設定することにより、この過渡応答特性に基づいて感度重み W を算出することができる。これにより、プロセス制御のように周波数応答特性を制御仕様として与えることが困難な分野であっても、 H_∞ 制御理論に基づくコントローラの設計が可能となる。その結果、制御対象の変動や数値モデルの不確かさを考慮した多変数制御系の設計が容易となる。また、制御実行時の計算負荷が軽く、小規模な制御システムでも実装できるという H_∞ 制御の特徴を生かしたコントローラを実現することができる。また、閉ループ系の過渡応答特性を1次遅れ特性で近似することにより、制御設計のためのパラメータが設計者にとって直感的に分かりやすいものとなるので、設計者にとって分かりやすく使いやすい設計装置を実現することができる。また、パラメータが設計者にとって直感的に分かりやすいので、いったん設計した後に設計変更を行う場合にも、設計変更が容易な設計装置を実現することができる。

[第6実施例]

第5実施例では、閉ループ系の過渡応答特性を1次遅れで近似し、各制御量に対する閉ループ時定数を指定することにより、感度重み W を決定した。この場合、過渡応答特性に基づく制御設計と言えども、指定する設計パラメータは各制御量に対して1つのみであり、また得られる制御系は必ずしも指定したとおりに1次遅れのように動作しない。多変数制御の実用性を考えると、設計パラメータの数を増やすことは良いことではないが、設計パラメータの意味を明確にした上で設計の自由度を高めるのであれば、必ずしも誤った方針ではないと考えられる。そこで、本実施例では、閉ループ系の特性を一般に良く用いられる2次系で近似し、その過渡応答特性パラメータを指定することにより設計を行う。

まず、各制御量に対する図22の閉ループ系の過渡応答を次式のように2次系で近似する。

$$\frac{y}{r} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad \dots (135)$$

式(135)において、 ζ ($\zeta > 0$) は減衰係数、 ω_n ($\omega_n > 0$) は固有振動数である。式(135)で示したシステムの特性方程式の解は、次式のように得られる。

$$s = -\zeta\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1} \quad \dots (136)$$

いま、ステップ入力 ($r(s) = 1/s$) を与えると、閉ループ系の出力である制御量 $y(s)$ は次式のように求めることができる。

$$\begin{aligned} y(s) &= \frac{\omega_n^2}{(s-s_1)(s-s_2)} \cdot \frac{1}{s} \\ &= \frac{1}{s} + \frac{C_1}{s + \zeta\omega_n - \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1}} + \frac{C_2}{s + \zeta\omega_n + \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1}} \quad \dots (137) \end{aligned}$$

式(137)におけるパラメータ s_1 , s_2 , C_1 , C_2 はそれぞれ次式のようになる。

$$\begin{aligned} s_1 &= -\zeta\omega_n + \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1}, \quad s_2 = -\zeta\omega_n - \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1} \\ C_1 &= \frac{-\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}}, \quad C_2 = \frac{\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} \quad \dots (138) \end{aligned}$$

いま、2次系の特性で最も重要な減衰振動 ($0 < \zeta < 1$) の場合を考える。このとき、パラメータ C_1 , C_2 はそれぞれ次式のようになる。

$$C_1 = \frac{i(\zeta + i\sqrt{1 - \zeta^2})}{2\sqrt{1 - \zeta^2}}, \quad C_2 = \frac{i(-\zeta + i\sqrt{1 - \zeta^2})}{2\sqrt{1 - \zeta^2}} \quad \dots (139)$$

これにより、図22に示す閉ループ系の時間応答は次式のように表すことができる。

$$\begin{aligned}
y(t) &= 1 + \frac{i(\zeta + i\sqrt{1-\zeta^2})}{2\sqrt{1-\zeta^2}} \cdot \exp(-\zeta\omega_n + i\omega_n\sqrt{1-\zeta^2})t \\
&\quad + \frac{i(-\zeta + i\sqrt{1-\zeta^2})}{2\sqrt{1-\zeta^2}} \cdot \exp(-\zeta\omega_n - i\omega_n\sqrt{1-\zeta^2})t \\
&= 1 + \frac{i(\zeta + i\sqrt{1-\zeta^2})}{2\sqrt{1-\zeta^2}} \cdot e^{-\zeta\omega_n t} \left(\cos\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}t + i\sin\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}t \right) \\
&\quad + \frac{i(-\zeta + i\sqrt{1-\zeta^2})}{2\sqrt{1-\zeta^2}} \cdot e^{-\zeta\omega_n t} \left(\cos\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}t - i\sin\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}t \right) \\
&= 1 - e^{-\zeta\omega_n t} \left(\cos\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}t + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}t \right) \\
&= 1 - \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin\left(\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}t + \psi\right), \quad \psi = \cos^{-1}\zeta \quad \dots (140)
\end{aligned}$$

式(140)で表される閉ループ系の時間応答の1例を図23に示す。図23は、時間0において100%のステップ状の設定値 r を与えたときの制御量 y の様子を示している。この時間応答に対応する2次系の一般的な過渡応答特性を表すパラメータとしては、制御量 y が設定値 r (ここでは100%)と同じ値に達するまでの時間である立ち上がり時間 t_r 、制御量 y が設定値 r を超えた後に最初にとる過渡偏差の極値である行過ぎ量 OS 、制御量 y が行過ぎ量 OS に達するまでの時間である行過ぎ時間 t_o 、制御量 y が設定値 r に対して5%の範囲内におさまるまでの時間である整定時間 t_s 、図23に示す a_1 と a_2 の比である減衰比 DR がある。立ち上がり時間 t_r は、減衰係数 ζ と固有振動数 ω_n とを用いて次式のように表すことができる。

$$t_r = \frac{1}{\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}} (\pi - \cos^{-1}\zeta) \quad \dots (141)$$

同様に、行過ぎ時間 t_o を以下に示す。

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}} \quad \dots (142)$$

整定時間 t_q は次式のように求めることができる。

$$t_q = \frac{3}{\zeta \omega_n} \quad \dots (143)$$

また、行過ぎ量 OS は減衰係数 ζ を用いて次式のように求めることができる。

$$OS = \exp\left(\frac{-\zeta \pi}{\sqrt{1 - \zeta^2}}\right) \quad \dots (144)$$

そして、減衰比 DR は次式のように求めることができる。

$$DR = a_2 / a_1 = \exp\left(-2 \pi \zeta / \sqrt{1 - \zeta^2}\right) \quad \dots (145)$$

式 (135) より、図 22 に示す閉ループ系の設定値 r から制御量 y に至る伝達関数 $G_{yr}(s)$ は次式のように得られる。

$$G_{yr}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \zeta \omega_n s + \omega_n^2} \quad \dots (146)$$

第 5 実施例と同様に、周波数重み $W_{sL}'(s)$ を次式のように設定すると、式 (131) が満たされ、設定値追従特性を考慮したコントローラ K の設計が可能となる。

$$W_{sL}'(s) = \frac{1}{S_{spec}(s)} = \frac{1}{G_{yr}(s) - 1} = \frac{1}{\frac{\omega_{nL}^2}{s^2 + 2 \zeta_L \omega_{nL} s + \omega_{nL}^2} - 1} \quad \dots (147)$$

式 (147) において、 ζ_L は L 番目の制御量 y_L に関する減衰係数、 ω_{nL} は制御量 y_L に関する固有振動数である。式 (147) は次式のように変形することができる。

$$\begin{aligned}
 W_{sL}'(s) &= \frac{s^2 + 2\zeta_L \omega_{nL} s + \omega_{nL}^2}{-s^2 - 2\zeta_L \omega_{nL} s} \\
 &= \frac{s+a}{s} \cdot \frac{-(s^2 + 2\zeta_L \omega_{nL} s + \omega_{nL}^2)}{(s + 2\zeta_L \omega_{nL})(s+a)} \quad \dots (148)
 \end{aligned}$$

式(148)の右辺第1項は $\alpha^{-1}(s)$ である。したがって、感度重み W_s の要素 $W_{sL}(s)$ は次式のように算出することができる。

$$W_{sL}(s) = -\frac{s^2 + 2\zeta_L \omega_{nL} s + \omega_{nL}^2}{(s + 2\zeta_L \omega_{nL})(s+a)} \quad \dots (149)$$

式(149)を代入することにより、式(121)は以下のように表すことができる。

$$\begin{aligned}
 W_s = & \begin{bmatrix} -\frac{s^2 + 2\zeta_1 \omega_{n1} s + \omega_{n1}^2}{(s + 2\zeta_1 \omega_{n1})(s+a)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -\frac{s^2 + 2\zeta_2 \omega_{n2} s + \omega_{n2}^2}{(s + 2\zeta_2 \omega_{n2})(s+a)} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & -\frac{s^2 + 2\zeta_L \omega_{nL} s + \omega_{nL}^2}{(s + 2\zeta_L \omega_{nL})(s+a)} \end{bmatrix} \\
 & \dots (150)
 \end{aligned}$$

式(150)を用いて感度重み W_s を算出するには、減衰係数 ζ_L と固有振動数 ω_{nL} とを求めてやる必要がある。減衰係数 ζ_L と固有振動数 ω_{nL} とを求めるには、前述した立ち上がり時間 t_r 、行過ぎ時間 t_o 、整定時間 t_s 、行過ぎ量 OS および減衰比 DR のうちから2つを選択し、選択した2つのパラメータの値を設定すればよい。本実施例では、減衰係数 ζ_L と固有振動数 ω_{nL} の算出方法の1例として、立ち上がり時間 t_r と行過ぎ量 OS とを用いた場合について説明する。式(144)に示す行過ぎ量 OS より減衰係数 ζ_L は次式のように求めることができる。

$$\zeta_L = \sqrt{\frac{(\ln(OS_L))^2}{\pi^2 + (\ln(OS_L))^2}} \quad \dots (151)$$

式(151)において、 OS_L はL番目の制御量 y_L に関する行過ぎ量である。また、式(141)に示す立ち上がり時間 t_{rL} より固有振動数 ω_{nL} は次式のようを求めることができる。

$$\omega_{nL} = \frac{\pi - \cos^{-1}\zeta_L}{t_{rL} \sqrt{1 - \zeta_L^2}} \quad \dots (152)$$

式(152)において、 t_{rL} はL番目の制御量 y_L に関する立ち上がり時間である。このように、行過ぎ量 OS_L の値を設定すれば、式(151)より減衰係数 ζ_L を算出することができ、立ち上がり時間 t_{rL} の値を設定すれば、式(152)より固有振動数 ω_{nL} を算出することができる。以上のようにして、感度重み W_s を決定することができる。

本実施例においても、設計装置としての構成は第5実施例とほぼ同様である。そこで、図15を用いて本実施例の設計装置の動作を説明する。過渡応答パラメータ、すなわち行過ぎ量 OS_L と立ち上がり時間 t_{rL} とは、設計装置の利用者によって過渡応答パラメータ入力部101に設定される。この行過ぎ量 OS_L と立ち上がり時間 t_{rL} の設定は各制御量 y 毎に行われる。本実施例における過渡応答パラメータ登録部102は、過渡応答パラメータ入力部101から入力された行過ぎ量 OS_L と立ち上がり時間 t_{rL} とをそのまま閉ループ伝達関数算出部103へ出力する。閉ループ伝達関数算出部103は、行過ぎ量 OS_L と立ち上がり時間 t_{rL} とを基に式(151)、式(152)を用いて減衰係数 ζ_L 、固有振動数 ω_{nL} を算出し、この減衰係数 ζ_L と固有振動数 ω_{nL} とを式(146)に代入して伝達関数 $G_{yr}(s)$ を算出し、伝達関数 $G_{yr}(s)$ を周波数感度重み算出部104へ出力する。続いて、周波数感度重み算出部104は、伝達関数 $G_{yr}(s)$ を基に式(147)～式(150)を用いて感度重み W_s を算出し、これをコントローラ算出部105へ出力する。コントローラ算出部105および記憶部106の動作は第5実施例と全く同じである。こうして、コントローラ K の設計を行う

ことができる。

以上のように、本実施例では、閉ループ系の過渡応答特性を2次系の特性で近似することにより、設計の自由度を高めることができ、設計装置によって得られるコントローラの適用範囲を広げることができる。なお、第1実施例～第6実施例は、多変数コントローラの設計を行う設計装置である。また、第1実施例～第6実施例の設計装置は、コンピュータ上で実現することができる。すなわち、コンピュータは、演算装置と記憶装置と入出力装置とを備え、プログラムに従って上記設計装置として動作する。

6. 産業上の利用可能性

以上のように、本発明は、多変数コントローラの設計に適している。

請 求 の 範 囲

1. 操作量に対する制御対象モデルを有する一般化プラントを用いて、 H_∞ フィニティ (H_∞) 制御理論に基づいてコントローラの設計を行う設計装置において、

前記一般化プラントを記憶する記憶手段と、

前記制御対象モデルの応答特性、又は前記制御対象モデルと前記コントローラとからなる閉ループ系の応答特性に基づいて前記一般化プラントの構成要素のパラメータを算出するパラメータ算出手段と、

前記記憶手段に記憶された前記一般化プラントに前記パラメータを適用して、前記コントローラを導出するコントローラ算出手段とを備えることを特徴とするコントローラの設計装置。

2. 請求項 1 において、

前記一般化プラントは、前記制御対象モデルと、この制御対象モデルの前段に設けられた、制御対象モデルへの操作量入力を調整するための操作量重み調整手段とを有し、

前記パラメータ算出手段は、前記制御対象モデルの周波数応答を算出する周波数応答算出手段と、前記操作量重み調整手段による操作量の重み付けを決定するスケーリング行列 T を、前記制御対象モデルの周波数応答に基づき前記制御対象モデルの各ゲインが揃うように算出するスケーリング行列算出手段とを有し、

前記コントローラ算出手段は、前記記憶手段に記憶された前記一般化プラントの操作量重み調整手段に前記スケーリング行列 T を適用して、前記コントローラを導出することを特徴とするコントローラの設計装置。

3. 請求項 2 において、

前記スケーリング行列算出手段は、操作量 u の数を N (N は 1 以上の整数) 種類、制御量 y の数を L (L は 1 以上の整数) 種類、前記制御対象モデルの N 番目の操作量 u_N から L 番目の制御量 y_L に至る伝達関数の H_∞ ノルムを $\|G_{y_L u_N}\|_\infty$ としたとき、前記スケーリング行列 T を

$$T = \begin{bmatrix} T_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & T_2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & T_3 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & T_N \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} T_N = & \frac{1}{L} \cdot \frac{\max(\|G_{y1u1}\|_\infty, \|G_{y1u2}\|_\infty, \dots, \|G_{y1uN}\|_\infty)}{\|G_{y1uN}\|_\infty} \\ & + \frac{1}{L} \cdot \frac{\max(\|G_{y2u1}\|_\infty, \|G_{y2u2}\|_\infty, \dots, \|G_{y2uN}\|_\infty)}{\|G_{y2uN}\|_\infty} \\ & + \dots + \frac{1}{L} \cdot \frac{\max(\|G_{yLu1}\|_\infty, \|G_{yLu2}\|_\infty, \dots, \|G_{yLuN}\|_\infty)}{\|G_{yLuN}\|_\infty} \end{aligned}$$

のように算出することを特徴とするコントローラの設計装置。

4. 請求項1において、

前記一般化プラントは、操作量に対する第1の制御対象モデルと、外乱に対する第2の制御対象モデルと、前記第1の制御対象モデルの前段に設けられた、第1の制御対象モデルへの操作量入力を調整するための操作量重み調整手段とを有し、

前記パラメータ算出手段は、前記第1の制御対象モデルと第2の制御対象モデルの周波数応答を算出する周波数応答算出手段と、前記操作量重み調整手段による操作量の重み付けを決定するスケーリング行列Tを、前記第1、第2の制御対象モデルの周波数応答に基づき前記第2の制御対象モデルの各ゲイン中の最大値に前記第1の制御対象モデルの各ゲインが揃うように算出するスケーリング行列算出手段とを有し、

前記コントローラ算出手段は、前記記憶手段に記憶された前記一般化プラントの操作量重み調整手段に前記スケーリング行列Tを適用して、前記コントローラを導出することを特徴とするコントローラの設計装置。

5. 請求項4において、

前記スケーリング行列算出手段は、操作量uの数をN（Nは1以上の整数）種類、外乱wの数をJ（Jは1以上の整数）種類、制御量yの数をL（Lは1以上

の整数) 種類、前記第 1 の制御対象モデルの N 番目の操作量 u_N から L 番目の制御量 y_L に至る伝達関数の H^∞ ノルムを $\|G_{yLuN}\|_\infty$ 、前記第 2 の制御対象モデルの J 番目の外乱 w_J から L 番目の制御量 y_L に至る伝達関数の H^∞ ノルムを $\|G_{yLwJ}\|_\infty$ としたとき、前記スケーリング行列 T を

$$T = \begin{bmatrix} T_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & T_2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & T_3 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & T_N \end{bmatrix}$$

$$T_N = \frac{1}{L} \cdot \frac{\max(\|G_{y1w1}\|_\infty, \|G_{y1w2}\|_\infty, \dots, \|G_{y1wJ}\|_\infty)}{\|G_{y1uN}\|_\infty}$$

$$+ \frac{1}{L} \cdot \frac{\max(\|G_{y2w1}\|_\infty, \|G_{y2w2}\|_\infty, \dots, \|G_{y2wJ}\|_\infty)}{\|G_{y2uN}\|_\infty}$$

$$+ \dots + \frac{1}{L} \cdot \frac{\max(\|G_{yLw1}\|_\infty, \|G_{yLw2}\|_\infty, \dots, \|G_{yLwJ}\|_\infty)}{\|G_{yLuN}\|_\infty}$$

のように算出することを特徴とするコントローラ的设计装置。

6. 請求項 2 において、

前記記憶手段に記憶された一般化プラントは、前記操作量重み調整手段と制御対象モデルとコントローラとからなる閉ループ系の内部に制御量を調整するための制御量重み調整手段を有し、

前記设计装置は、前記制御量重み調整手段による制御量の重み付けを決定する重み行列 S を設定する設定手段を備えることを特徴とするコントローラ的设计装置。

7. 請求項 4 において、

前記記憶手段に記憶された一般化プラントは、前記操作量重み調整手段と第 1 の制御対象モデルとコントローラとからなる閉ループ系の内部に制御量を調整するための制御量重み調整手段を有し、

前記设计装置は、前記制御量重み調整手段による制御量の重み付けを決定する重み行列 S を設定する設定手段を備えることを特徴とするコントローラ的设计装置。

置。

8. 請求項 2 において、

前記記憶手段に記憶された一般化プラントは、前記操作量重み調整手段と制御対象モデルとコントローラとからなる閉ループ系の設定値追従特性を決定するための周波数感度重み調整手段の前段または後段に、制御量を調整するための制御量重み調整手段を有し、

前記設計装置は、前記制御量重み調整手段による制御量の重み付けを決定する重み行列 S を設定する設定手段を備えることを特徴とするコントローラの設計装置。

9. 請求項 4 において、

前記記憶手段に記憶された一般化プラントは、前記操作量重み調整手段と第 1 の制御対象モデルとコントローラとからなる閉ループ系の設定値追従特性を決定するための周波数感度重み調整手段の前段または後段に、制御量を調整するための制御量重み調整手段を有し、

前記設計装置は、前記制御量重み調整手段による制御量の重み付けを決定する重み行列 S を設定する設定手段を備えることを特徴とするコントローラの設計装置。

10. 請求項 1 において、

前記パラメータ算出手段は、前記閉ループ系の過渡応答特性を設定する設定手段と、前記閉ループ系の過渡応答特性に基づいて、前記閉ループ系の設定値追従特性を決定するための周波数感度重みを算出する周波数感度重み算出手段とを有し、

前記コントローラ算出手段は、前記記憶手段に記憶された前記一般化プラントに前記周波数感度重みを適用して、前記コントローラを導出することを特徴とするコントローラの設計装置。

11. 請求項 10 において、

前記周波数感度重み算出手段は、前記閉ループ系の過渡応答特性と、閉ループ系の設定値から偏差に至る伝達関数に前記周波数感度重みを掛けた伝達関数の H_{∞} ノルムが 1 未満であるという設計指標とに基づいて、前記周波数感度重みを算

出することを特徴とするコントローラの設計装置。

12. 請求項10において、

前記設定手段は、前記閉ループ系の過渡応答特性を1次遅れ特性で近似することを特徴とするコントローラの設計装置。

13. 請求項10において、

前記設定手段は、前記閉ループ系の過渡応答特性を2次系の特性で近似することを特徴とするコントローラの設計装置。

THIS PAGE BLANK (USPTO)

図 1

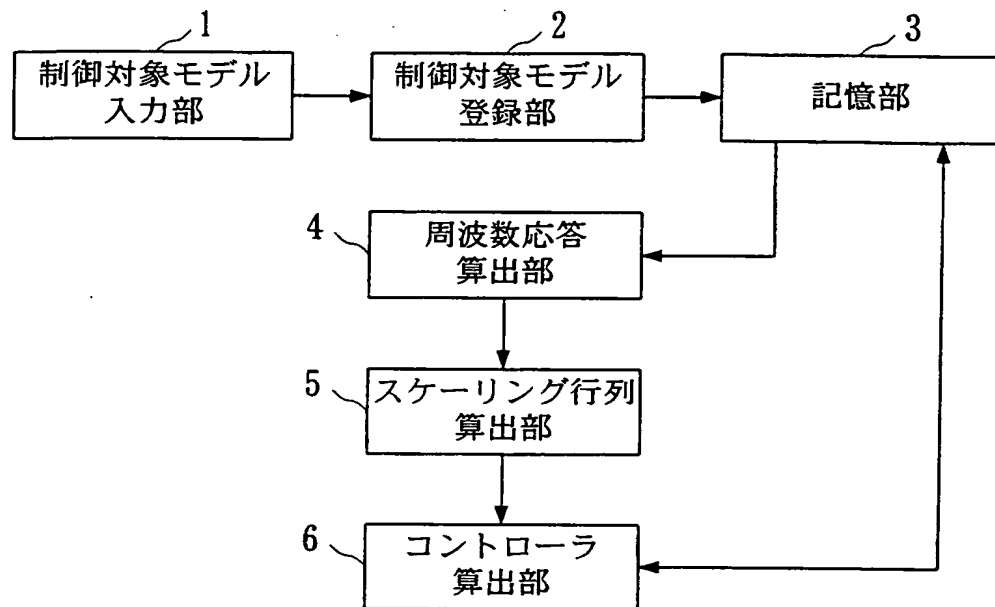
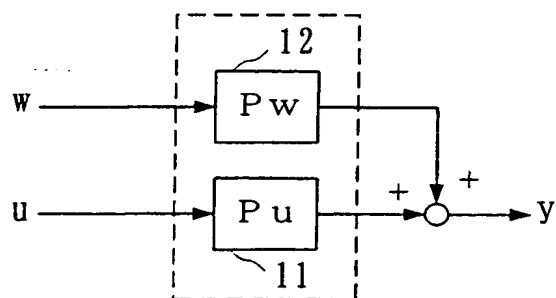


図 2



THIS PAGE BLANK (USPTO)

2 / 11

図 3

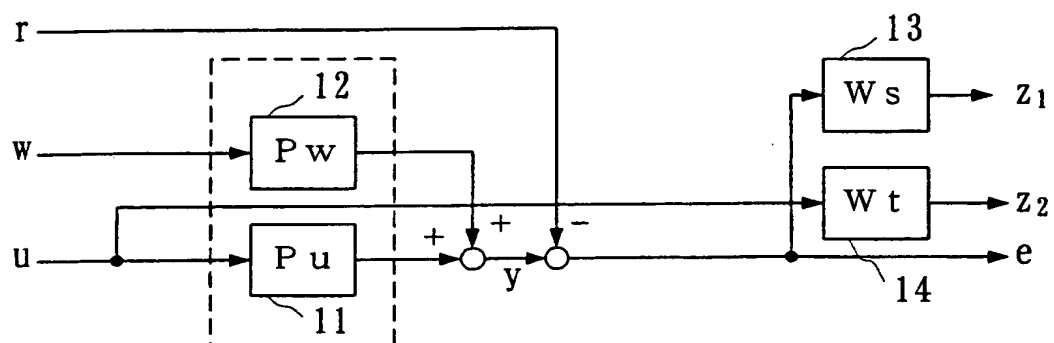


図 4

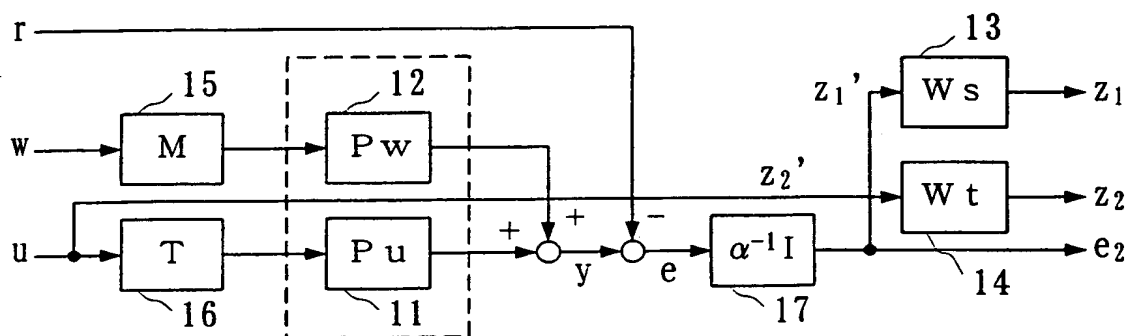
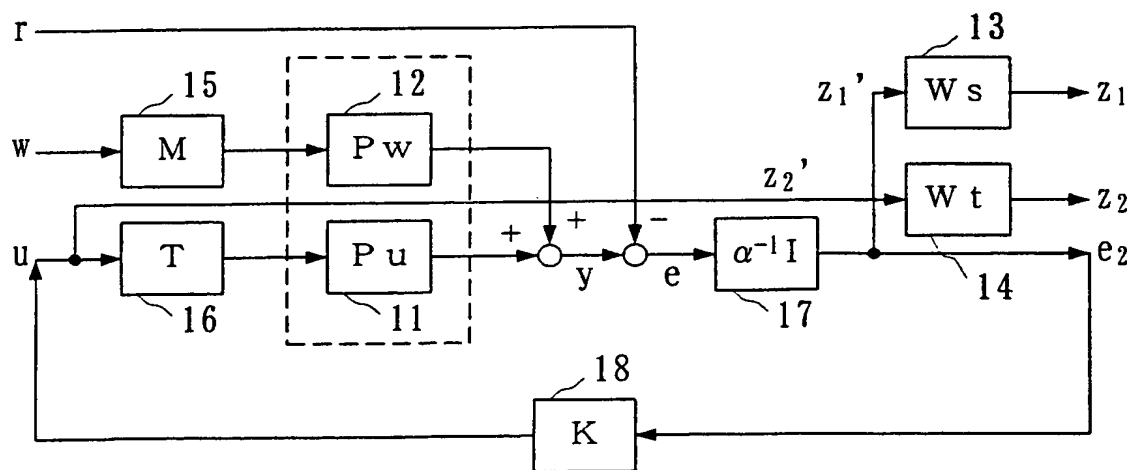


図 5



THIS PAGE BLANK (USPTO)

図 6

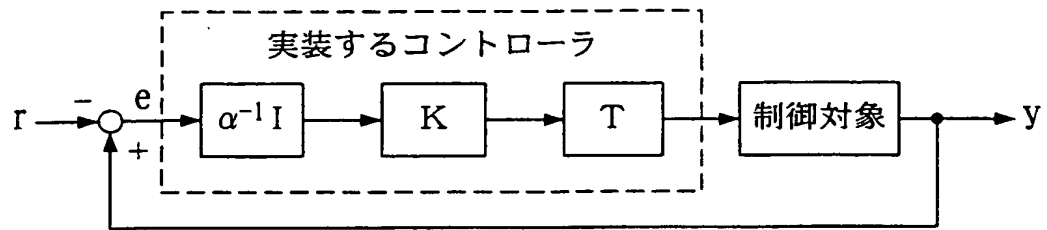


図 7

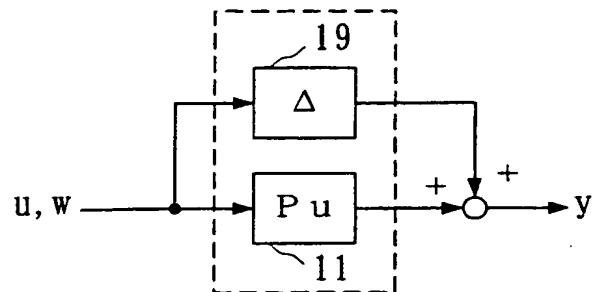
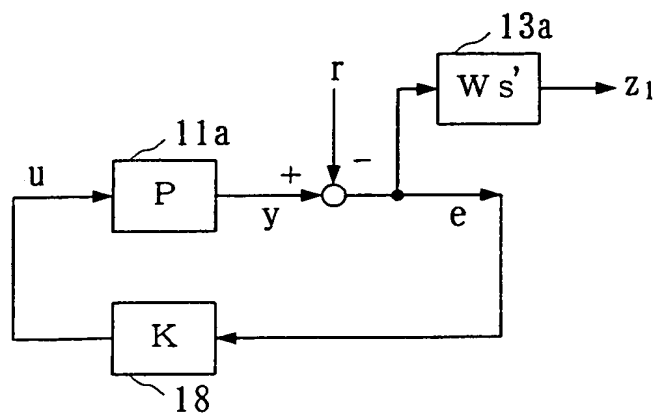


図 8



THIS PAGE BLANK (USPTO)

図 9 A

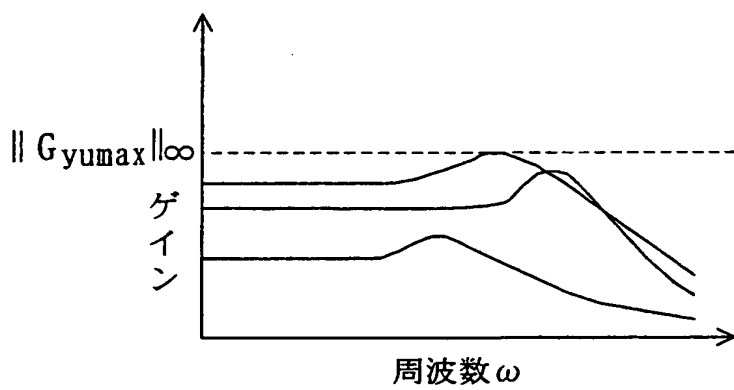
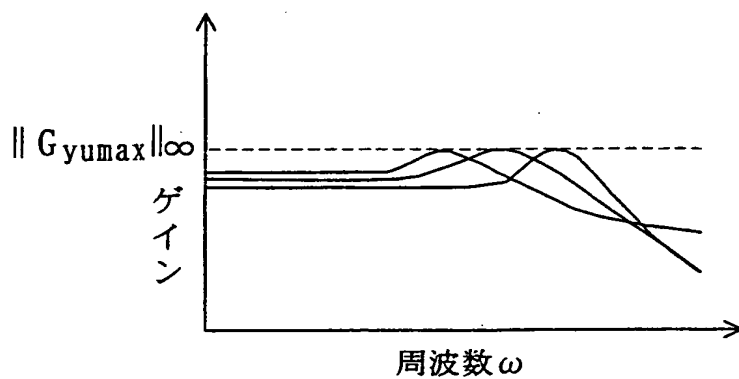


図 9 B



THIS PAGE BLANK (USPTO)

図 10 A

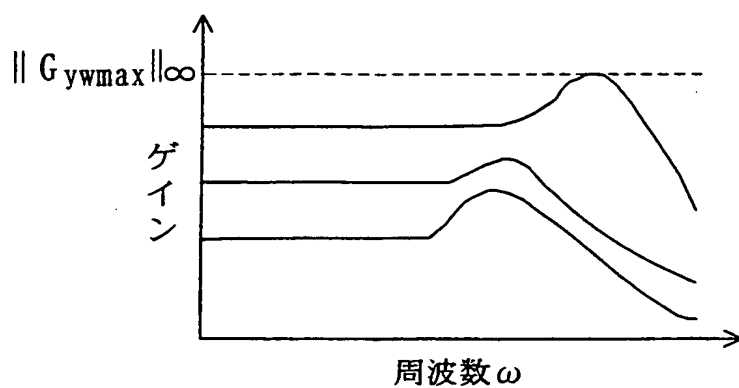


図 10 B

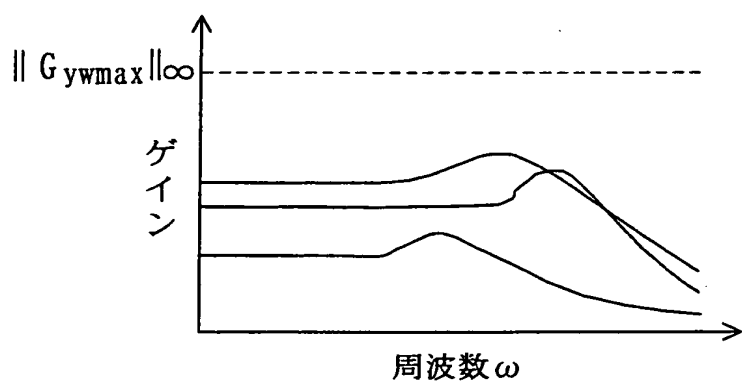
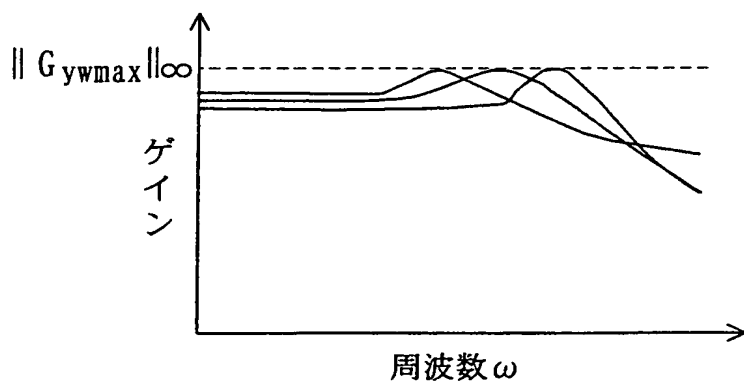


図 10 C



THIS PAGE BLANK (USPTO)

図 1 1

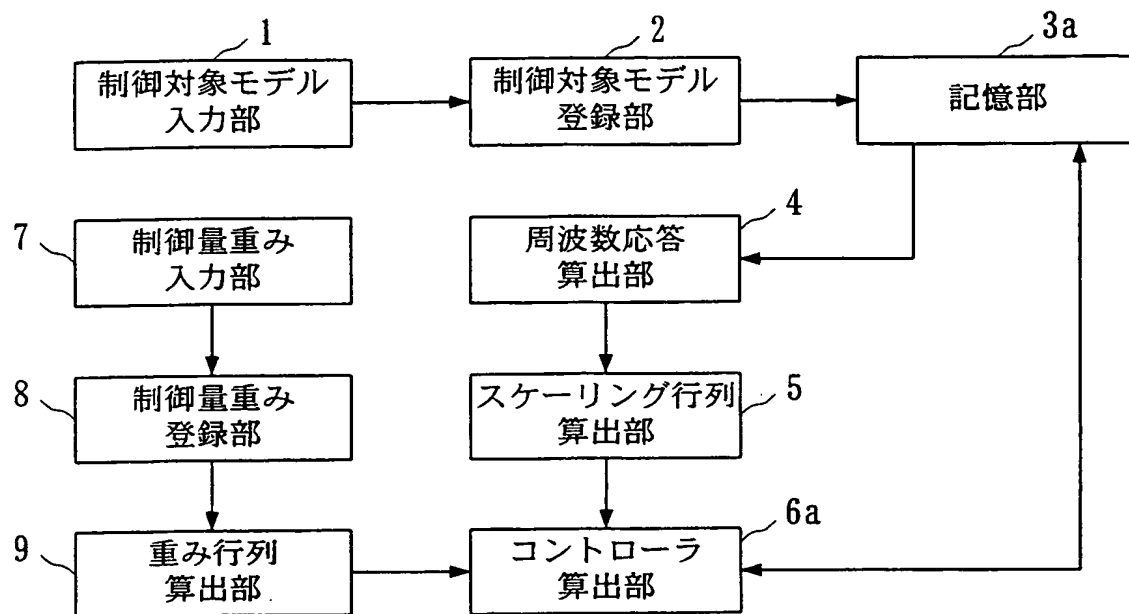
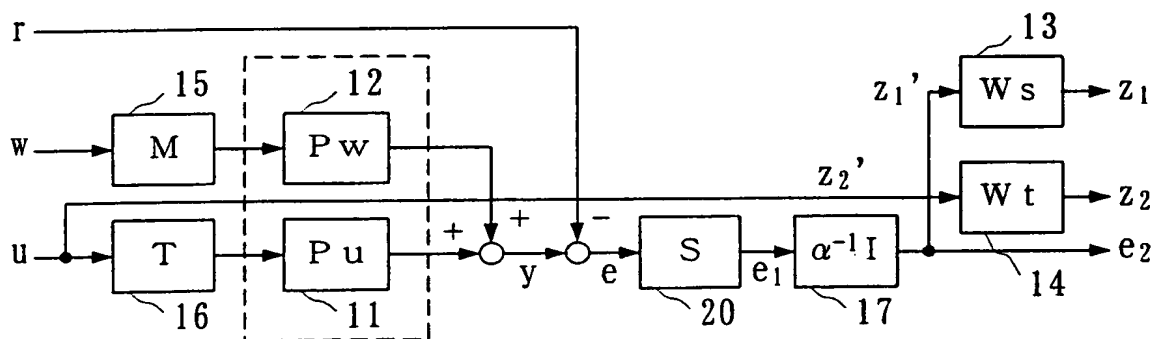


図 1 2



THIS PAGE BLANK (USPTO)

图 13

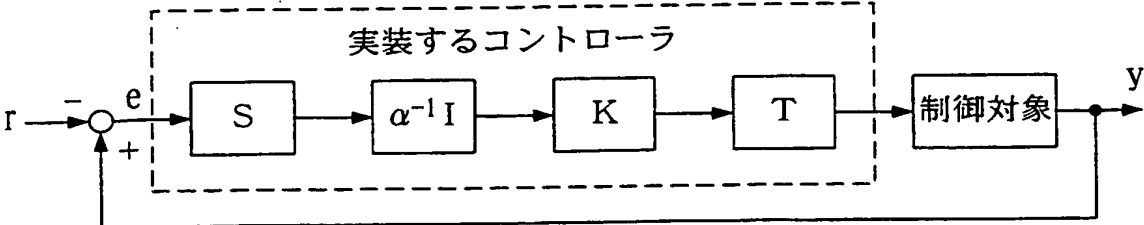
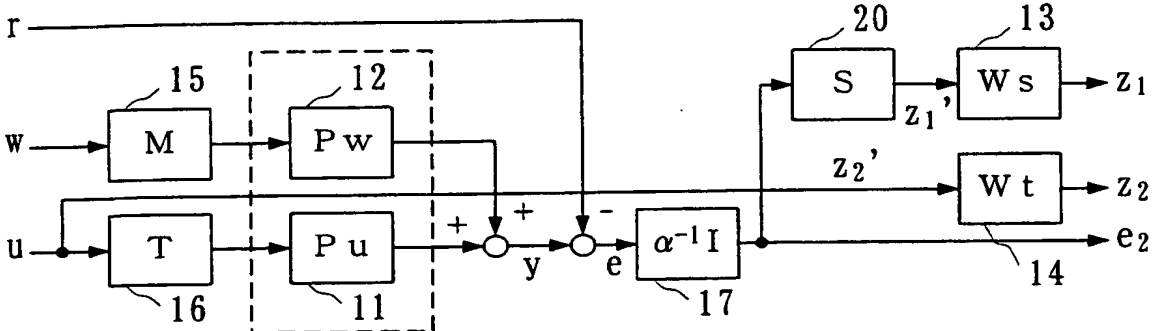


图 14



THIS PAGE BLANK (USPTO)

図 1 5

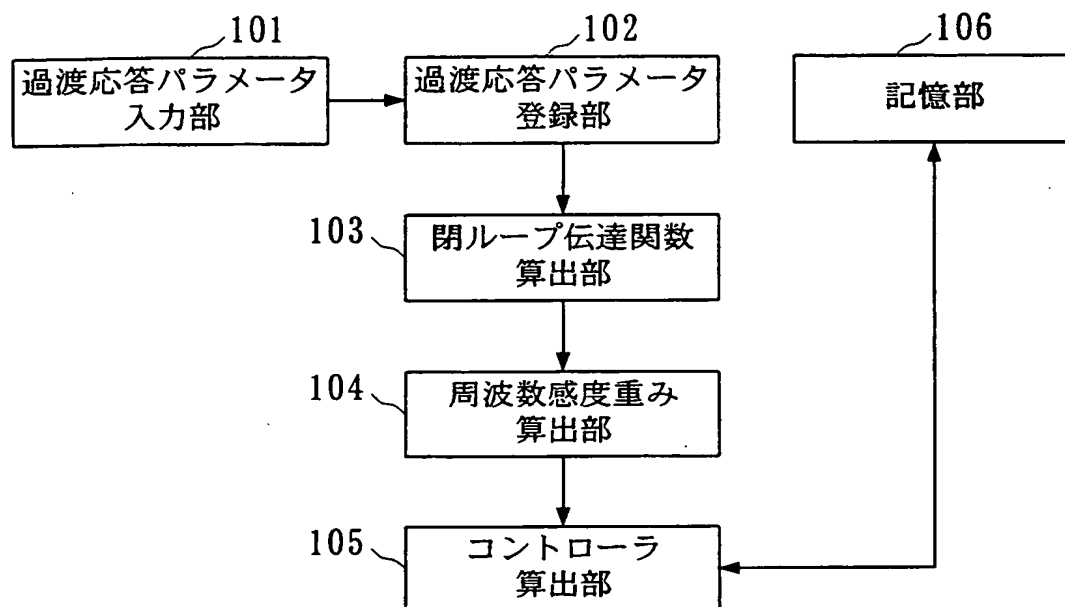
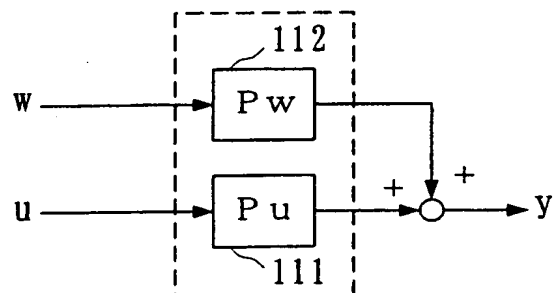


図 1 6



THIS PAGE BLANK (USPTO)

図 17

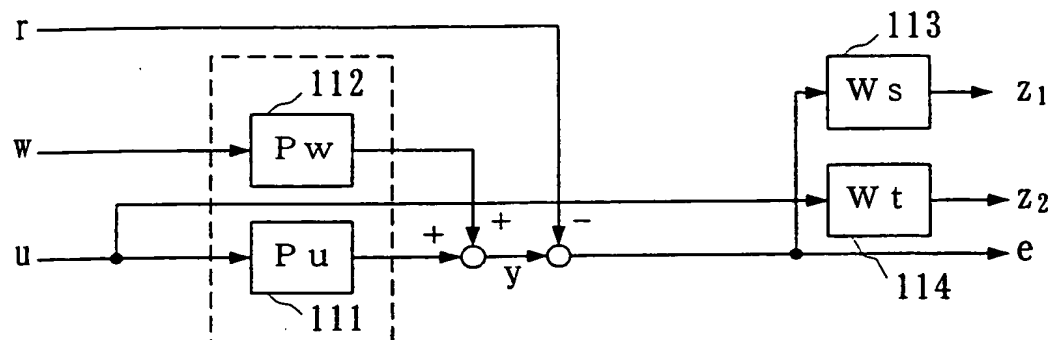


図 18

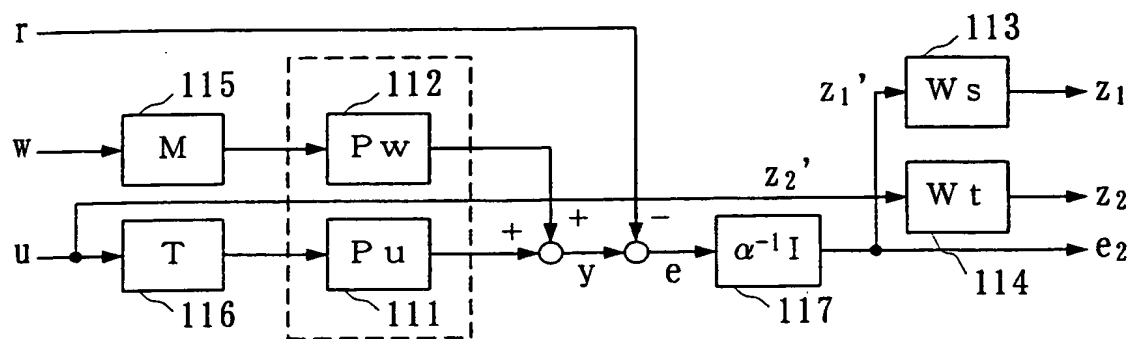
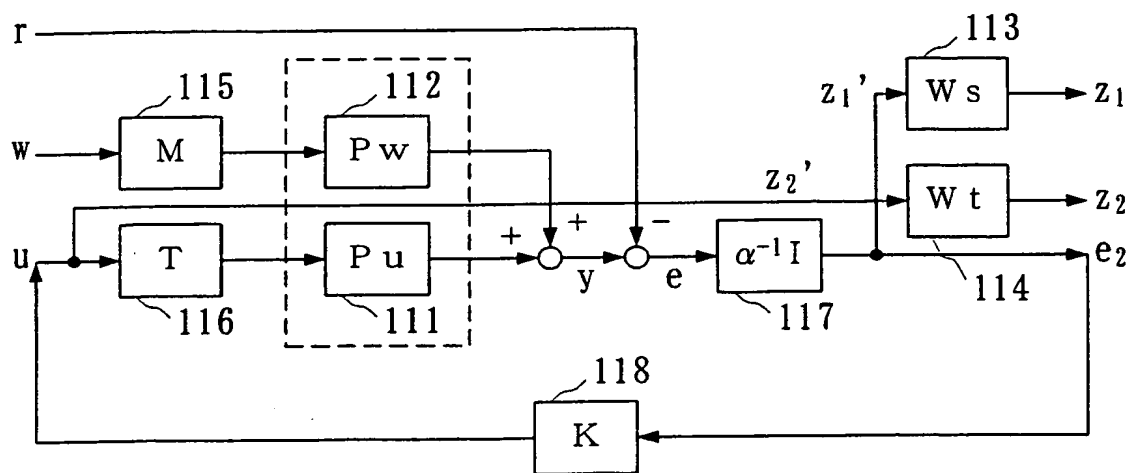


図 19



THIS PAGE BLANK (USPTO)

図 20

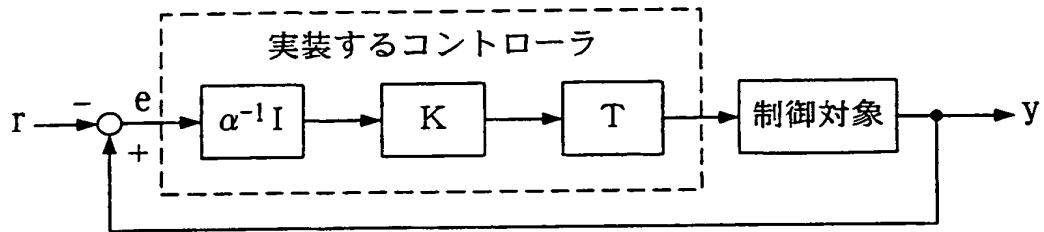


図 21

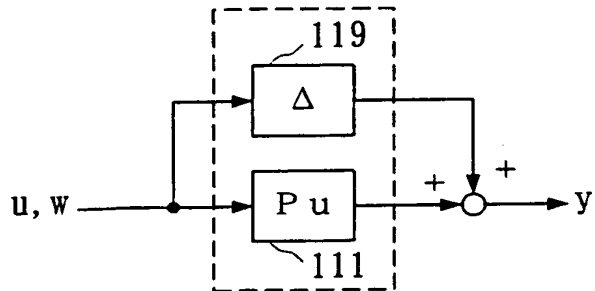
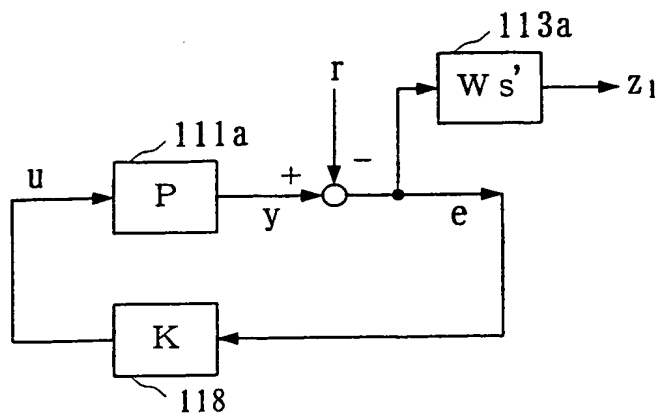
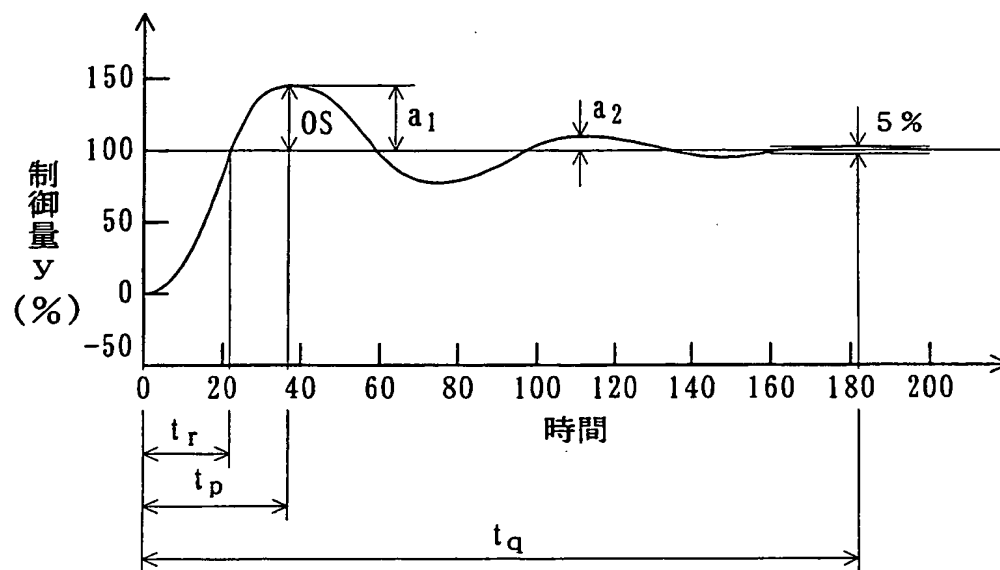


図 22



THIS PAGE BLANK (USPTO)

図 2 3



THIS PAGE BLANK (USPTO)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP00/06898

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
Int.Cl⁷ G05B 13/02

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
Int.Cl⁷ G05B 13/02Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched
Jitsuyo Shinan Koho 1926-1996 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2000
Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2000 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2000Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)
IEEE HOME PAGE
JICST FILE (JOIS)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X Y	Mihira, Koga, Morinaga, Hokujo, "Advanced Seigyo wo Ikani Jitsugen suruka; Seigyo Shuhou no Sentei to Seinou Hikaku: H [∞] Robust Seigyo", Keisou, Yugen Kaisha Kogyo Gijutsusha, 01 April, 1998 (01.04.98), Vol.41, No.4, pp.53-58	1, 2, 4, 10-13 3, 5-9
X Y	Hokujo, Shimizu, Sone, Mihira, Furuta, "Kodo Seigyo no Joryu Process no Tekiyau; Benchmark Study", Savemation review, Yamatake Honeywell K.K., 01 August, 1997, Vol.15, No.2, pp.2-13	1, 2, 4, 10-13 3, 5-9
Y A	WO, 96/31811, A (HONEYWELL Inc.), 10 October, 1996 (10.10.96), Full text & US, 5574638, A & JP, 11-509344, A	1, 2, 10-13 3-9
X A	JP, 8-328605, A (Toyota Motor Corporation), 13 December, 1996 (13.12.96), page 10, right column, line 12 to page 11, left column, line 29 (Family: none)	1, 10-13 2-9
X Y	JP, 7-253804, A (Canon Inc.),	1, 10-13 8, 9

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.
 ☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier document but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search
21 December, 2000 (21.12.00)Date of mailing of the international search report
16 January, 2001 (16.01.01)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

International application No.

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Form PCT/ISA/210 (continuation of second sheet) (July 1992)

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ G05B 13/02

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ G05B 13/02

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926-1996年

日本国公開実用新案公報 1971-2000年

日本国実用新案登録公報 1996-2000年

日本国登録実用新案公報 1994-2000年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

IEEEホームページ

JICSTファイル (JOIS)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
X Y	三平, 古賀, 森永, 伊藤, 北條, “アドバンスト制御をいかに実現するか—制御手法の選定と性能比較—H ∞ ロバスト制御”、計装、有限会社工業技術社、 1998年4月1日発行、第41巻、第4号、第53～58頁	1, 2, 4, 10-13 3, 5-9
X Y	北條, 清水, 曾禰, 三平, 古田, “高度制御の蒸留プロセスへの適用—ベンチマーク・スタディー”、セーブメーション・レビュー、山武ハネウエル株式会社、 1997年8月1日発行、第15巻、第2号、第2～13頁	1, 2, 4, 10-13 3, 5-9

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

21. 12. 00

国際調査報告の発送日

16.01.01

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

仲村 靖

3H

9716

電話番号 03-3581-1101 内線 3314

C (続き) . 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y A	WO, 96/31811, A (HONEYWELL Inc.), 10. 10月. 1996 (10. 10. 96), 全頁 & US, 5574638, A & JP, 11-509344, A	1, 2, 10-13 3-9
X A	JP, 8-328605, A (トヨタ自動車株式会社), 13. 12月. 1996 (13. 12. 96), 第10頁右欄第12行~第11頁左欄第29行 (ファミリーなし)	1, 10-13 2-9
X Y A	JP, 7-253804, A (キャノン株式会社), 3. 10月. 1995 (03. 10. 95), 第11頁左欄第23行~第13頁左欄第13行 & US, 5726879, A	1, 10-13 8, 9 2-7
X Y A	JP, 8-54906, A (株式会社東芝), 27. 2月. 1996 (27. 02. 96), 第13頁左欄第49行~第14頁左欄第43行 (ファミリーなし)	1, 10-13 8, 9 2-7
X A	T. D. Morphopoulos, M. G. Safonov, "CONVEXITY OF DIAGONALLY -SCALED INFINITY NORM OPTIMAL CONTROL PROBLEMS - THE SQUARE, ONE-SIDED CASE", Proc. of the 27th Conference on Decision and Control, IEEE, Dec. 1988, 1341-1342	1, 10-13 2-9
X A	Mohammed Dahleh, Alberto Tesi, Antonio Vicino, "Robust Stability/Performance of Interconnected Interval Plants with Structured Norm Bounded Perturbations", Proc. of the 31st Conference on Decision and Control, IEEE, Dec. 1992, 3169-3174	1, 2, 10-13 3-9